

高等学校**应用型特色**规划教材

电子技术基础 (第2版)

喻 嵘 赵 安 虞文鹏 主 编
王艳庆 副主编



- ❗ 面向应用型人才培养
理论知识与实训内容紧密结合
- ❗ 案例导向型的内容设置
典型案例+实际工作过程+课后习题
- ❗ 立体化的教材体系
免费提供电子教案、习题答案和相关资料

清华大学出版社

高等学校应用型特色规划教材

电子技术基础

(第2版)

虞文鹏 主 编
喻 嵘 赵 安 王艳庆 副主编

清华大学出版社
北 京

第 2 版前言

本书第 1 版出版以后，受到广大读者的肯定。

第 2 版保留了第 1 版的基本结构，仍具有实用性强、通俗易懂、方便自学的特点。电子技术课程的教学与实验教学是相互配合的。良好的配合会带来良好的学习效果。考虑到很多读者不具备需要的实验条件，但基本上都有计算机。第 2 版，考虑了这方面的问题，大部分实验均可在计算机上仿真完成，给读者带来了实验的方便。另外，第 2 版对第 1 版做了全面仔细的勘校，对那些由于书写、输入、排版、打印以及校对疏忽而引起的错误，进行了全面的订正，还对第 1 版个别阐述不清、不妥，导致二义性的地方做了修正。

本书由虞文鹏任主编，并负责审稿和统稿；喻嵘、赵安、王艳庆任副主编。具体编写分工如下：江西经济管理干部学院虞文鹏编写第 3、4、5、8、9、11 章，南昌大学喻嵘编写第 6、7、10 章，南昌大学赵安编写第 1 章，王艳庆编写第 2 章。

由于编者水平和时间有限，难免有错误和不妥之处，恳请同行和读者批评指正。

编 者

前 言

本书是高等职业技术教育组编写的供机电、数控、模具等专业使用的系列教材之一。它是根据“电子技术课程”教学要求编写，可作为高等职业技术学院，高等专科学校，成人 and 民办高校数控、机电、模具、计算机及自动控制等专业电子技术课程的教材，也可供有关工程技术人员参考。

根据高等职业技术教育的特点，以培养工程应用型人才为主要目标，作者在继承原有高职高专和成人高等院校教材建设成果的基础上，充分汲取近年来各类学校在探索培养技术应用型人才方面取得的成功经验，并结合当前电子技术的最新发展编写了此书。在此书编写过程中始终遵循“精选内容、培养能力、突出应用和理论联系实际”的原则，力求内容深入浅出、文字简明通俗，方便自学。对于常用的基本电路，如反馈放大电路、集成运放、信号运算及处理电路、信号产生电路、直流电源等进行了适当的理论分析和定性分析，且避免了烦琐的公式推导，使概念清楚、实用性强。对于集成触发器、半导体存储器等中大规模的集成电路不讲内部结构的组成，着重于外部特性的分析和应用。最后一章 EWB 部分利用现代化手段为学生提供了虚拟的实验平台。在教师指导下，学生可以在学习理论课程的同时自学 EWB 使用和操作方法。应用 EWB，可使电子技术课程教学方便地实现边学边练的教学模式，从而使学生更快更好地掌握理论知识，并熟悉常用电子仪器的使用方法和电子电路的测量方法。每章配有思考题与习题，以帮助学生消化和掌握基本概念和基本知识。

本书在编写过程中也兼顾了全国高等教育自学考试指导委员会颁布的机电一体化专业“电子技术基础自学考试大纲”的要求，因此也可作为机电一体化专业“电子技术课程”的自学考试教材，供个人自学和社会助学使用。

本书具有内容精练、实用性强、通俗易懂、注重新技术和新器件的应用等特点。

本书共 11 章，参加本书编写的有南昌大学沈志勤副教授(第 3、4、5 章)、南昌大学虞礼真教授(第 8、9 章)、南昌大学喻嵘讲师(第 6、7、10 章)、南昌大学赵安副教授和王艳庆讲师(第 2 章)、南昌大学张福阳副教授(第 1 章)和江西省经济管理干部学院虞文鹏(第 11 章)，本书由沈志勤任主编，虞礼真、喻嵘任副主编，沈志勤负责全书的审稿和统稿。

由于编者水平和时间有限，书中难免存在错误和不妥之处，恳请读者和同行批评指正。

编 者

目 录

第 1 章 半导体器件.....	1	2.4 多级放大电路.....	55
1.1 半导体基础知识.....	1	2.4.1 阻容耦合放大电路	56
1.1.1 本征半导体	1	2.4.2 直接耦合放大电路	58
1.1.2 杂质半导体	3	2.5 差分放大电路.....	60
1.1.3 PN 结及其单向导电性	4	2.6 功率放大电路.....	67
1.2 二极管.....	6	2.6.1 功率放大电路的一般问题	67
1.2.1 二极管结构	6	2.6.2 互补对称功率放大电路	69
1.2.2 伏安特性及主要参数	7	2.7 放大电路的频率特性.....	74
1.2.3 二极管电路的分析方法及 应用.....	9	2.7.1 阻容耦合放大电路的 频率特性.....	74
1.3 稳压二极管.....	11	2.7.2 多级放大电路的频率特性	76
1.4 半导体三极管.....	12	2.8 思考题与习题.....	77
1.4.1 基本结构和类型	12	第 3 章 集成运算放大器的应用	84
1.4.2 电流分配与放大	13	3.1 集成运算放大器.....	84
1.4.3 晶体管的特性曲线及 主要参数.....	14	3.1.1 集成电路的特点	84
1.5 场效应管.....	19	3.1.2 集成运算放大器的 组成和电路符号.....	85
1.5.1 结型场效应管	19	3.2 放大电路中的反馈.....	86
1.5.2 绝缘栅型场效应管	21	3.2.1 反馈的基本概念	86
1.5.3 主要参数及使用注意事项	24	3.2.2 负反馈放大电路的组态	89
1.6 思考题与习题.....	25	3.2.3 负反馈放大电路闭环 增益的一般表达式.....	91
第 2 章 基本放大电路	28	3.2.4 深度反馈条件下闭环电压 增益的近似计算.....	92
2.1 放大电路的概念.....	28	3.2.5 负反馈对放大电路性能的 影响.....	96
2.2 三极管放大电路.....	31	3.2.6 放大电路中引入负反馈的 一般原则.....	100
2.2.1 放大电路的组成以及 直流通路与交流通路.....	31	3.2.7 负反馈放大电路的稳定性	101
2.2.2 放大电路的分析方法	33	3.3 集成运算放大器的主要参数及 分析方法.....	102
2.2.3 分压式共发射极放大电路	40	3.3.1 集成运算放大器的 主要参数.....	102
2.2.4 共集电极放大电路	44	3.3.2 理想集成运算放大器及其 分析方法.....	105
2.2.5 共基极放大电路	47		
2.3 场效应管放大电路.....	50		
2.3.1 场效应管放大电路的 偏置电路.....	50		
2.3.2 场效应管放大电路的 动态分析.....	51		

第 1 章 半导体器件

本章学习目标

本章在简单介绍了半导体的基础知识后，重点介绍三种半导体器件的特性曲线及主要参数。通过对本章的学习，读者应掌握和了解以下知识。

- 了解本征半导体的导电性能，理解 N 型、P 型半导体及 PN 结的形成。
- 了解二极管、稳压管、晶体三极管和场效应管内部结构及电路符号。
- 熟练掌握二极管单向导电性，并理解二极管的电流方程。
- 理解二极管、稳压管、晶体三极管和场效应管的特性曲线及主要参数，并了解选管原则。
- 熟练掌握三极管在放大状态下电流分配关系及放大条件。理解三极管的三种工作状态(放大、饱和、截止)。
- 理解场效应管工作特点，了解一般注意事项。

1.1 半导体基础知识

自然界中存在着各种物质，按导电能力强弱可分为导体(如铜、铝、银等金属)、绝缘体(如橡皮、陶瓷、塑料等)，还有一种物质，它的导电能力介于导体和绝缘体之间，这就是半导体。硅(Si)和锗(Ge)是目前制作半导体器件的主要材料。半导体之所以被人们重视，主要原因是它的导电能力在不同条件下有着显著的差异。例如，当有些半导体受到热或光的激发时，导电率明显增长；又如，在纯净的半导体中掺以微量“杂质”元素，此“杂质半导体”导电能力将猛增几千、几万乃至上百万倍。人们就是利用半导体的热敏、光敏特性制作成半导体热敏元件和光敏元件，并利用半导体的掺杂性制造了种类繁多的具有不同用途的半导体器件，如二极管、三极管、场效应管及晶闸管等。

为了解半导体的特殊导电性质，下面将对半导体元素的内部结构、导电原理做一简单介绍。

1.1.1 本征半导体

硅和锗的原子结构模型如图 1.1(a)、(b)所示。两者外层都有四个价电子，都是四价元素。价电子直接影响半导体的导电性能。现将硅和锗的原子结构简化为图 1.1(c)所示的结构。把原子分为惯性核和外围价电子两部分。原子呈电中性，图中的惯性核是将原子核和内层电子看成一个整体，而将外层价电子单独画出，因此惯性核的正电荷量与电子的电荷量相等。

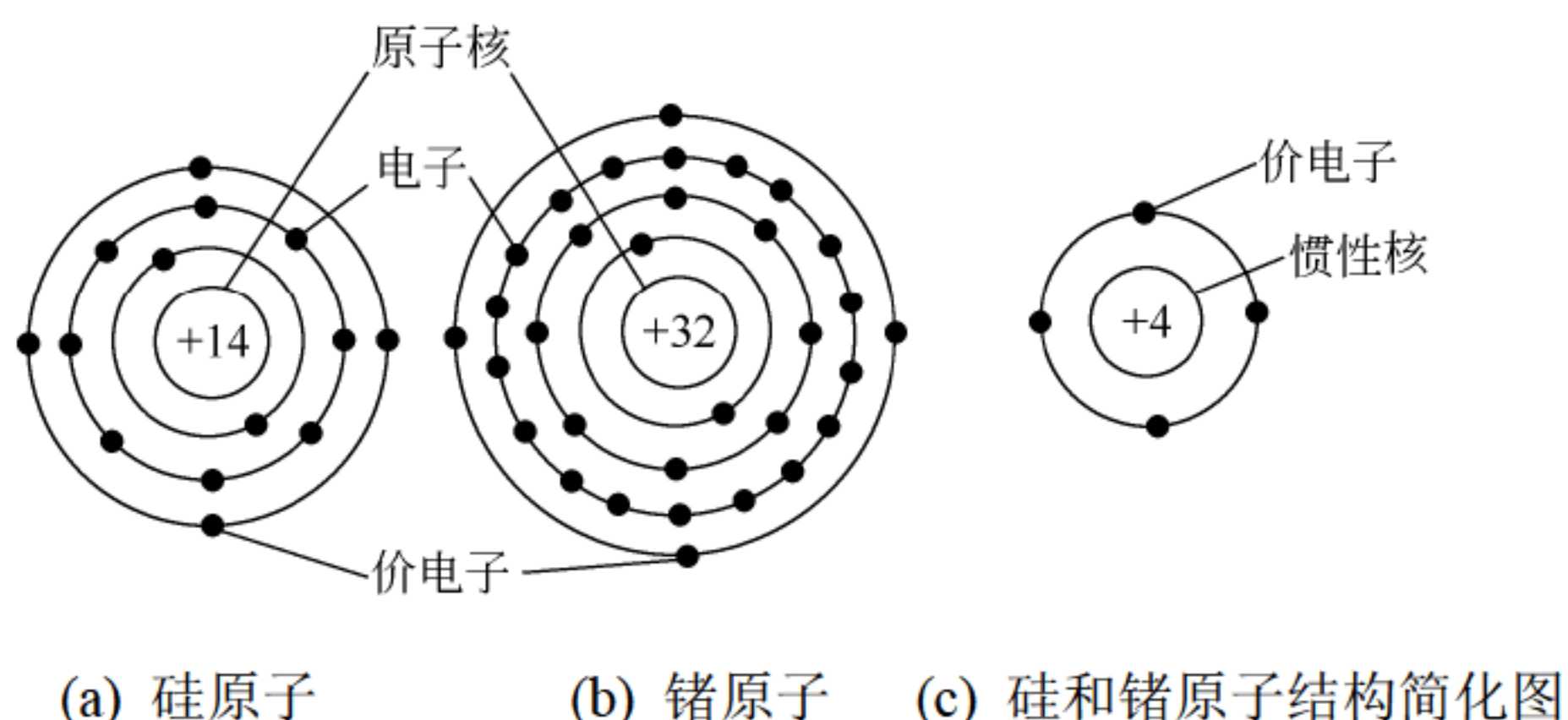


图 1.1 硅和锗的原子结构

天然的硅和锗材料提炼成纯净的单晶体后能制作成各种半导体器件。在单晶半导体中所有原子排列都非常整齐，原子按四角系统组成晶体点阵，每个原子间距相等，每一个原子与相邻的四个原子结合，每一原子的价电子与另一原子的一个价电子组成共用电子对，这对价电子由两个相邻的原子所共有，组成了相邻原子间的共价键结构。共价键对价电子是有束缚作用的。晶体共价键结构的平面示意图如图 1.2 所示。本征半导体就是完全纯净的、具有晶体结构的半导体。

在共价键结构中，原子中最外层的 8 个价电子虽被束缚在共价键中，但不像绝缘体中束缚得那样牢固，当本征半导体受到热或光激发获得一定能量后，价电子即可摆脱原子核的束缚成为自由电子，温度越高，光照越强，晶体中产生自由电子数便越多，导电能力就越强。

在价电子挣脱共价键的束缚成为自由电子的同时，在共价键上留下了一个空位，称其为空穴，如图 1.3 中 A 处的价电子跑到 B 处，而在 A 处出现了空穴。可见，本征半导体中的自由电子和空穴是成对出现的。因空穴能吸引电子而具有正电性，可认为空穴带正电荷。在外电场的作用下，邻近的价电子极易挣脱原子核的束缚来填补这个空穴，这时，原有的空穴消失而出现了新的空穴，如此进行下去，在半导体中就形成了与价电子的填补运动方向相反的空穴运动，而空穴的移动则可看作是正电荷的运动。

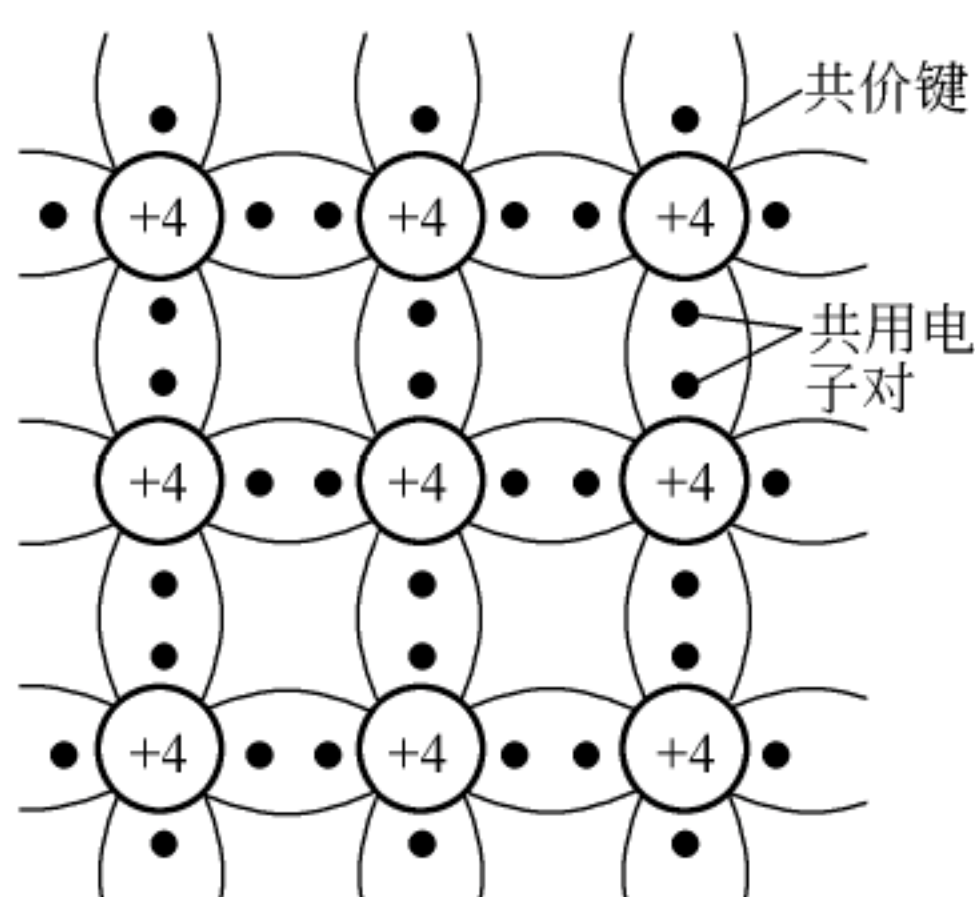


图 1.2 本征半导体的结构示意图

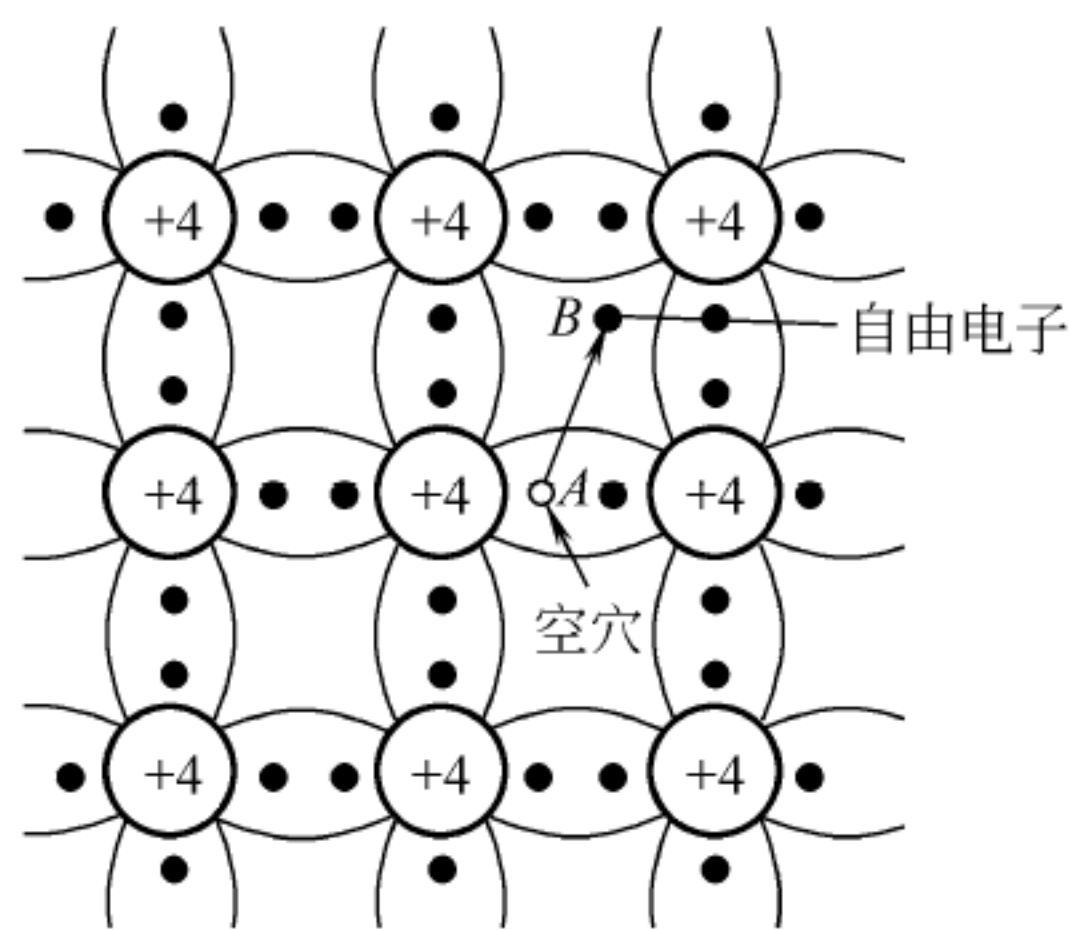


图 1.3 本征半导体自由电子、空穴的形成

当半导体两端加上外加电压后，半导体中有两类做相反运动的导电粒子形成的电流：一类是自由电子做定向运动形成的电流；另一类是被原子核束缚的价电子填补空穴而形成

的空穴电流。自由电子和空穴在半导体中都是导电粒子，称它们为载流子。

半导体中同时存在着自由电子和空穴的导电，这是半导体导电方式的最大特点，也是半导体与金属导体在导电机理上的本质差别。

在一定温度下，本征半导体中一方面存在着自由电子-空穴对的产生过程，同时还存在着自由电子-空穴对的复合过程。这两个相反作用过程不断地进行，最后达到动态平衡。在本征半导体中，两种载流子数相等。

随着温度的升高，载流子因受热激发而增多，导电能力增强。所以，温度对半导体器件的特性有较大影响。在室温下，本征半导体材料硅中，约有 10^{12} 个原子中才有一个共价键产生一个自由电子-空穴对，而本征半导体材料锗中，约有 10^9 个原子中就有一个共价键产生一个自由电子-空穴对。虽然，锗半导体较硅半导体受温度的影响大，但在室温下，本征半导体中的载流子数仍极少，这对半导体技术无实用价值。

1.1.2 杂质半导体

在本征半导体中掺入微量有用的杂质，使杂质半导体的导电特性得到极大的改善，并能加以控制，从而使半导体材料得到广泛的应用。由于掺入的杂质不同，杂质半导体可分为N型半导体和P型半导体。

1. N型半导体

在本征半导体硅和锗中，掺入微量五价元素磷后，并不改变半导体材料总的晶格结构，只是晶体中某些原子被磷原子所取代，如图1.4(a)所示。五价元素中的四个价电子与硅原子组成共价键后，多余一个价电子。这个价电子很容易受激发，变成自由电子。在杂质半导体中，除了杂质元素释放出自由电子外，半导体本身还存在着本征激发，产生自由电子-空穴对。由于增加了杂质元素所释放出来的电子数，导致这类杂质半导体中的自由电子数远大于空穴数。自由电子导电成为这类杂质半导体的主要导电方式，所以称为电子型半导体，而电子带负电(Negative)，又称为N型半导体。在N型半导体中，自由电子为多数载流子(简称多子)，空穴为少数载流子(简称少子)。

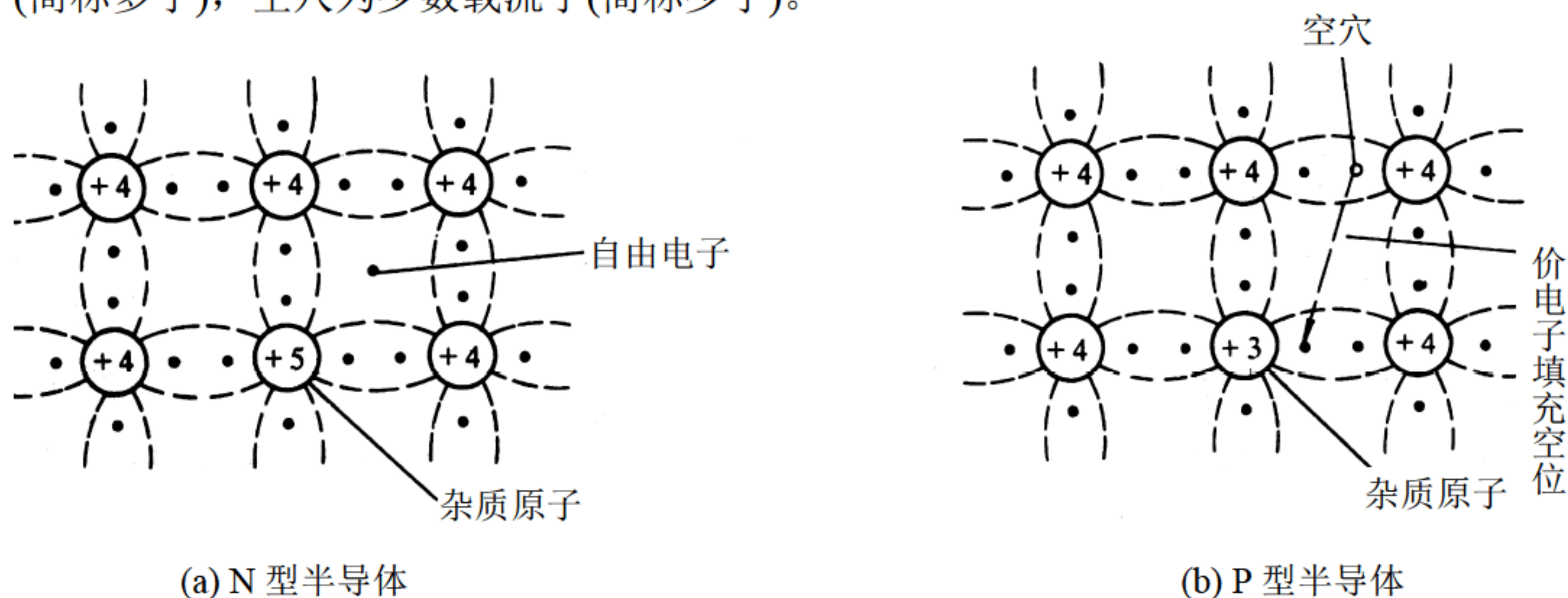


图 1.4 杂质半导体结构示意图



2. P 型半导体

在本征半导体硅和锗中, 掺入微量三价元素如硼, 杂质原子取代晶体中某些晶格中的硅或锗原子, 如图 1.4 (b) 所示。三价元素的三个价电子与周围四个原子组成共价键时缺少一个电子而产生了空位。在室温下, 价电子几乎能填满杂质元素上的全部空位, 由此半导体中产生了与杂质元素原子数相同的空穴, 另外, 半导体中同时还有少量的本征激发产生的自由电子-空穴对。显然, 在这类半导体中, 空穴数就远大于自由电子数。导电时以空穴为主, 故称空穴型半导体, 而空穴带正电(Positive), 又称 P 型半导体。在 P 型半导体中, 空穴为多数载流子(简称多子), 自由电子为少数载流子(简称少子)。

无论是 N 型半导体, 还是 P 型半导体, 都是一种载流子占多数, 另一种载流子数量较少, 因此, 杂质半导体又称为双极型(两种极性)半导体。

1.1.3 PN 结及其单向导电性

杂质半导体增强了半导体的导电能力。利用半导体制作工艺, 使一块半导体的一边是 N 型, 另一边是 P 型, 在它们的交界面, 就形成了 PN 结。PN 结具有单一型(N 型或 P 型)半导体所不具有的新特性, 利用这种新特性可以制造出各种半导体器件, 如二极管、三极管和场效应管等。

1. PN 结的形成

P 区的多子是空穴, N 区的多子是自由电子, 由于 PN 结交界处两侧同类载流子浓度(单位体积内的载流子数)差异极大, 形成了高浓度的多子向低浓度的少子一侧的扩散运动, 即图 1.5(a) 中, P 区的多子空穴向 N 区扩散, 而 N 区的多子自由电子则向 P 区扩散。自由电子和空穴都是载流子, 扩散的结果, 在交界面 P 区一侧因失去了空穴而出现了负离子区, 而 N 区一侧因失去自由电子出现了正离子区。正负离子都被束缚在晶格内不能移动。于是在交界面两侧形成了正、负空间电荷区。在空间电荷区内可以认为载流子已被“耗尽”, 故又称耗尽区或耗尽层, 如图 1.5(b) 所示。

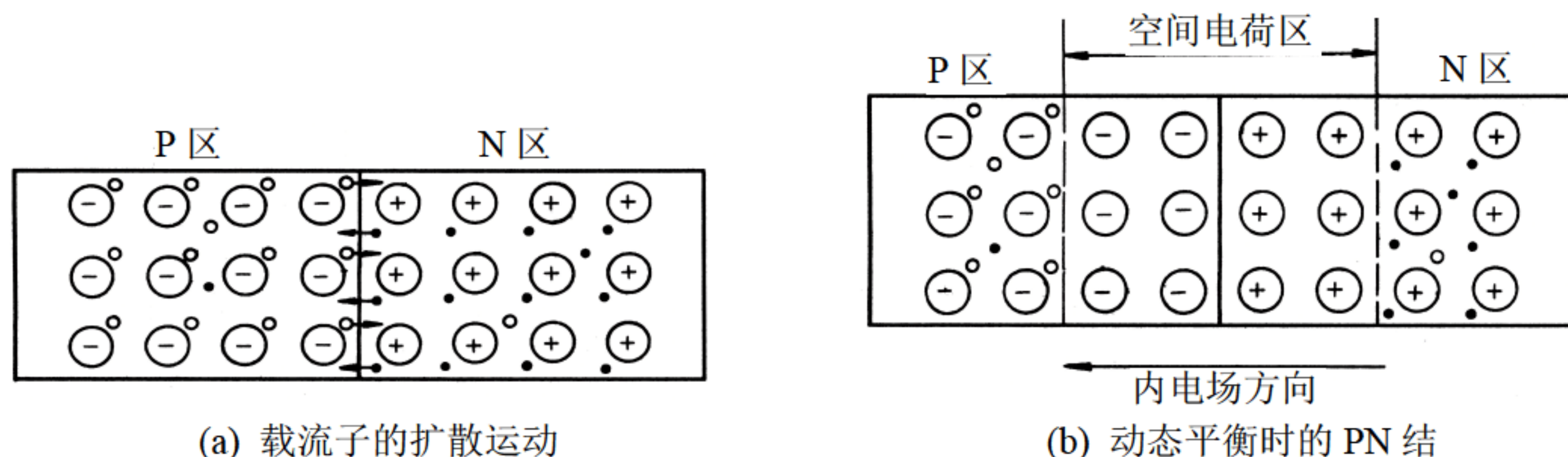


图 1.5 PN 结的形成

由图 1.5(b) 可见, 空间电荷区形成以后, 电荷区产生了一个由 PN 结自身建立的电场, 称自建电场(或内电场)。自建电场的方向由 N 区指向 P 区。因自建电场阻碍了多子的继续扩散, 所以空间电荷区又称阻挡层。自建电场虽阻挡多子的扩散, 却有利于少数载流子的

运动。P区的少子自由电子和N区的少子空穴循着自建电场方向的运动，称为少子的漂移。可见，多子的扩散和少子的漂移是两类方向相反的运动。当扩散和漂移的载流子数相等，PN结两侧的两种运动达到动态平衡时，自建电场的强度及PN结的宽度就处于稳定状态。一般PN结的宽度约为数十微米。

由于空间电荷区内有不能移动的正、负离子，相当于平行板电容器，因此，PN结具有电容效应，称其为结电容。

2. PN结的单向导电性

处于平衡状态下的PN结是没有实用价值的。PN结的基本特性——单向导电性，只有在PN结上外加电压时才能显示出来。

1) 外加正向电压

图1.6表示PN结加上正向电压时的电路图。P区接电源正极，N区接负极，称PN结正向偏置(简称正偏)。由图1.6可见，外加电场与自建电场的方向相反。P区的空穴和N区的自由电子都要向空间电荷区移动，要和原有的一部分正、负离子中和，致使空间电荷量减少，空间电荷区变窄，内电场相应被削弱，这种情况更有利于P区空穴和N区的电子向相邻区的扩散运动，由此形成扩散电流即PN结的正向电流。PN结正向导通时的电阻和压降都很小，理想情况下，可认为正向导通时的电阻等于0，导通压降等于0。

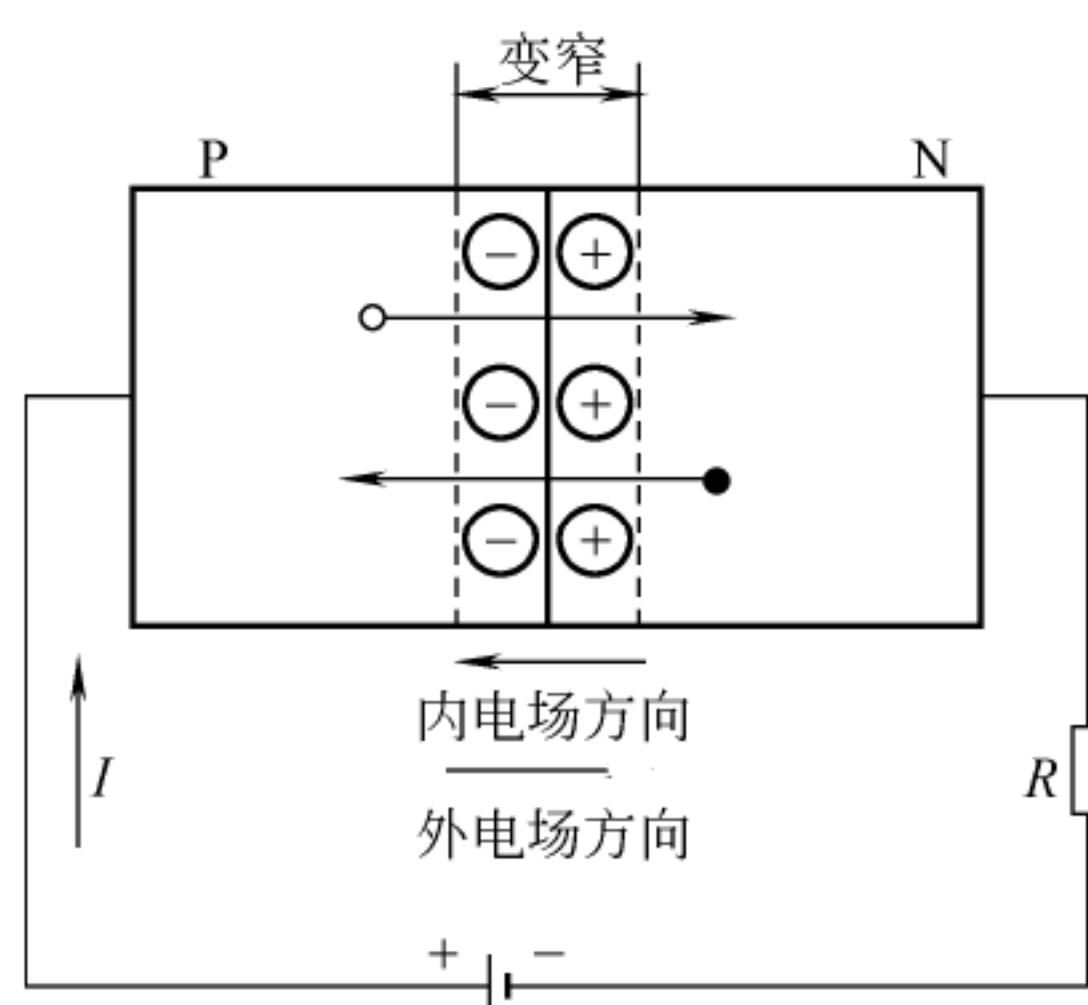


图 1.6 PN 结加上正向电压时的电路

2) 外加反向电压

图1.7表示PN结加上反向电压时的电路图。P区接电源的负极。N区接正极，称PN结反向偏置(简称反偏)。由图1.7可见，外加电场与自建电场的方向一致。P区的空穴和N区的自由电子由于外电场的作用都将背离空间电荷区，结果使空间电荷量增加，空间电荷区即阻挡层加宽，内电场加强。内电场加强进一步阻碍了扩散，有利于漂移，P区的自由电子和N区的空穴越过PN结形成漂移电流，就是PN结的反向电流。由于少数载流子数很少，因此反向电流极其微小。反向偏置时的PN结呈高电阻值，理想情况下，反向电阻趋于无穷大，此时PN结的反向电流约为0，称为PN结的截止状态。

由于少数载流子在热激发下载流子数增加，因此，PN结的反向电流将随温度上升而增大。由以上分析可知，当PN结在一定的电压范围内外加正向电压时，处于低电阻的导通状态；当外加反向电压时，处于高电阻的截止状态，这种导电特性，就是PN结的单向导



电性。

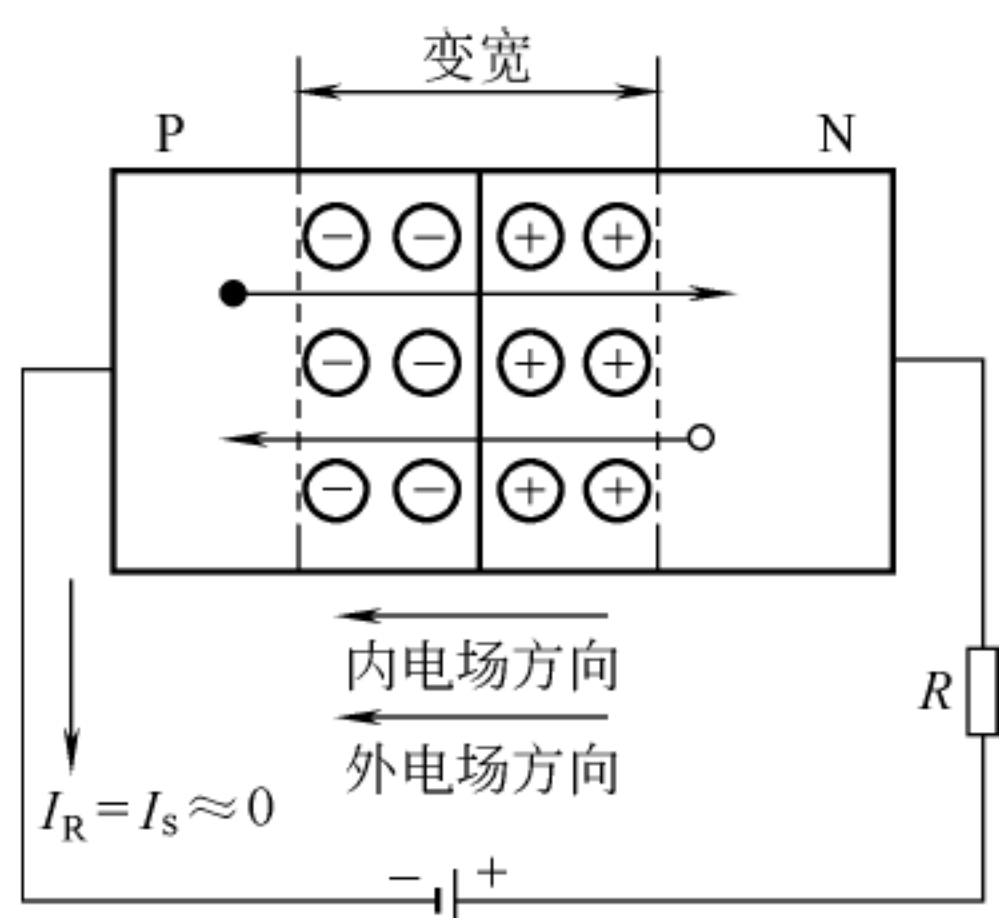


图 1.7 PN 结加上反向电压时的电路

1.2 二 极 管

1.2.1 二极管结构

半导体二极管是由一个 PN 结加上相应的电极和引线及管壳封装而成。图 1.8 是几种常见的半导体二极管的外形图及其电路符号，文字符号用 **D** 表示。

由 P 区引出的电极称为阳极(正极)，N 区引出的为阴极(负极)。因为 PN 结的单向导电性，二极管导通时的电流方向是由阳极通过管子内部流向阴极，即图形符号中箭头所示的方向。

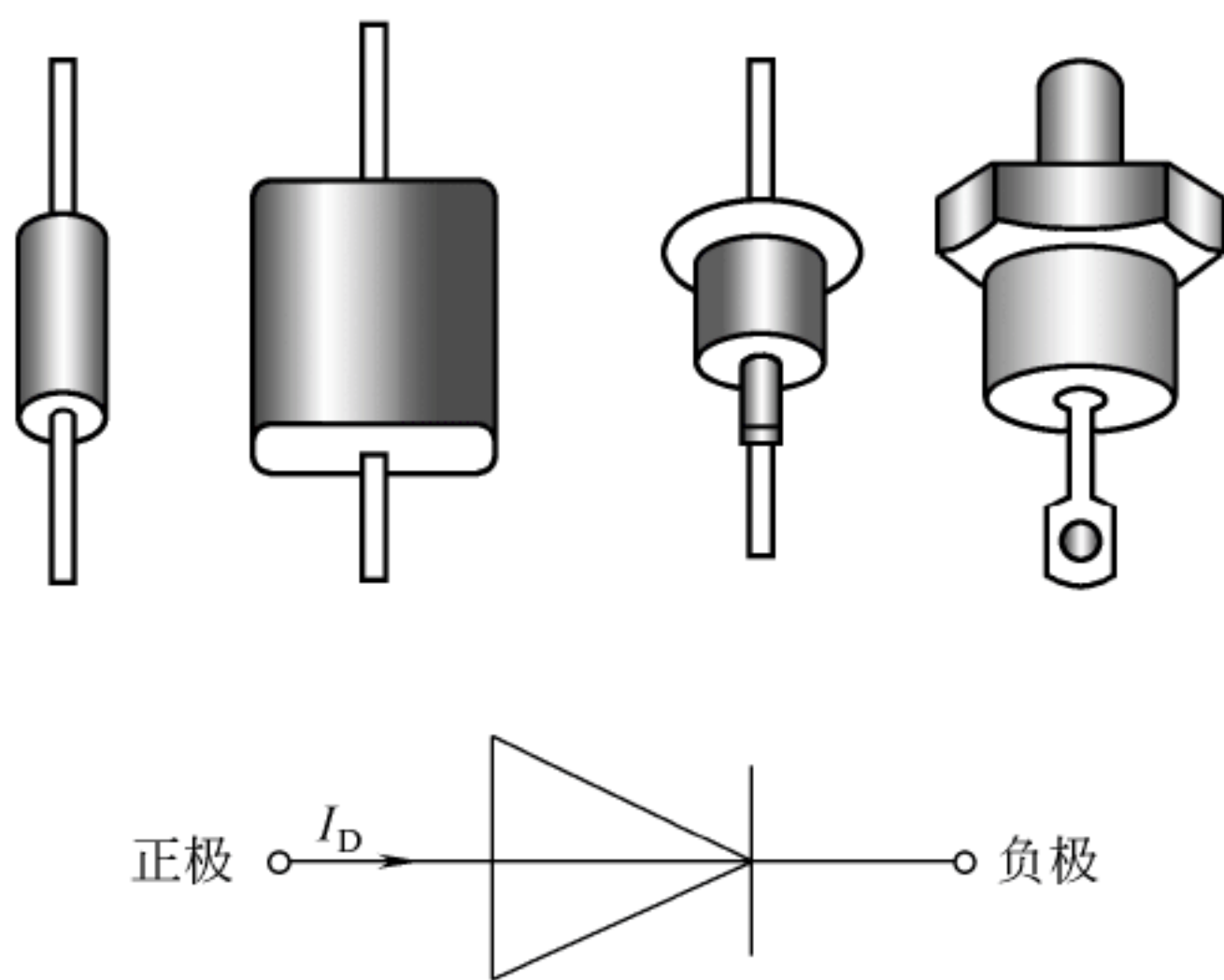


图 1.8 半导体二极管的外形及符号

二极管按结构不同可分面接触型和点接触型两类。按所用晶片材料不同，可分为硅或锗二极管。

面接触型二极管的 PN 结面积大，结电容量大，允许流过的电流也大，适宜于作大功率整流器件；点接触型二极管 PN 结面积小，结电容量小，能在高频下工作，适用于高频检波和计算机里的开关元件，但它允许流过的电流很小。

1.2.2 伏安特性及主要参数

1. 二极管伏安特性曲线

二极管伏安特性是指流过二极管的电流 I 与二极管两端电压 U 的关系, 可以用特性曲线或电流方程来描述。用实验方法, 在二极管的正极和负极两端加上不同极性和不同数值的电压, 同时测量流过二极管的电流值, 就得到二极管的伏安特性。曲线为非线性, 形状如图 1.9 所示。

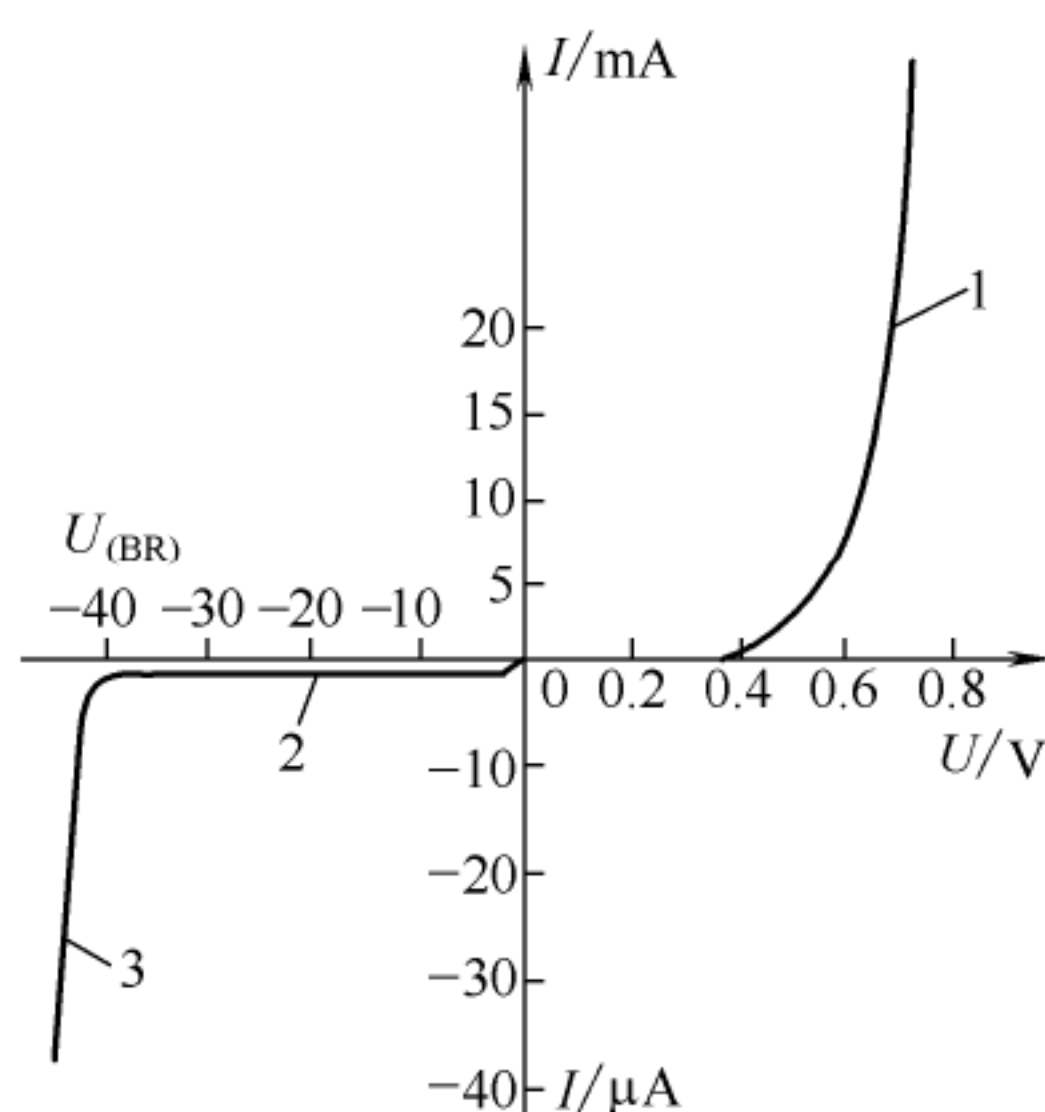


图 1.9 二极管的伏安特性曲线

1) 正向特性

对应于图 1.9 的 1 段, 当正向电压很低时, 正向电流几乎为零, 这是因为外加电压的电场还不能克服 PN 结的自建电场阻挡多数载流子扩散运动的缘故, 二极管呈现高电阻值, 基本上还处于截止状态。当正向电压超过某一值(称此电压为“死区”电压, 记作 U_{th} , 它随管子材料及环境温度而变化), 此时二极管才呈现低电阻值, 处于正向导通状态。硅管的死区电压约为 0.5V, 锗管约为 0.1V。正向导通后的二极管管压降变化较小, 硅管为 0.6~0.7V, 锗管为 0.2~0.3V, 记作 $U_{D(on)}$ 。

温度对二极管的正向特性有显著影响, 温度升高时二极管正向特性曲线向左移, 死区电压及导通压降都有所减小。实验表明, 温度每升高 1℃, 二极管导通压降下降 2~2.5mV。

2) 反向特性

对应于图 1.9 的 2 段, 反向电压在一定范围内增大时, 反向电流极其微小且基本不变(理想情况认为反向电流为零), 所以称反向饱和电流, 记作 I_s 。当温度上升 10℃, 反向饱和电流增加一倍, 这点应注意。

3) 击穿特性

对应于图 1.9 的 3 段, 当反向电压增加到所产生的外电场能把原子外层电子强制拉出, 而使载流子数目急剧增加, 反向电流突然增大, 此时对应的电压称反向击穿电压。结果使二极管失去单向导电性, 管子在正、反向电压下都导通。管子因通过较大电流会过热而损坏, 使用时一定要注意。

1.3 稳压二极管

稳压管是利用半导体特殊工艺制成,实质上也是一个半导体二极管,外形也相似,因为它有稳定电压的作用,称它为稳压管。

在电子电路中,稳压管工作于反向击穿状态。击穿电压从几伏到几十伏,反向电流也较一般二极管大。在反向击穿状态下正常工作而不损坏,是稳压管的特点。

图 1.15(a)表示稳压管在电路中的正确连接方法。图 1.15(b)是由实验得出的伏安特性,图 1.15(c)是稳压管的电路符号,并用 D_Z 字符表示。

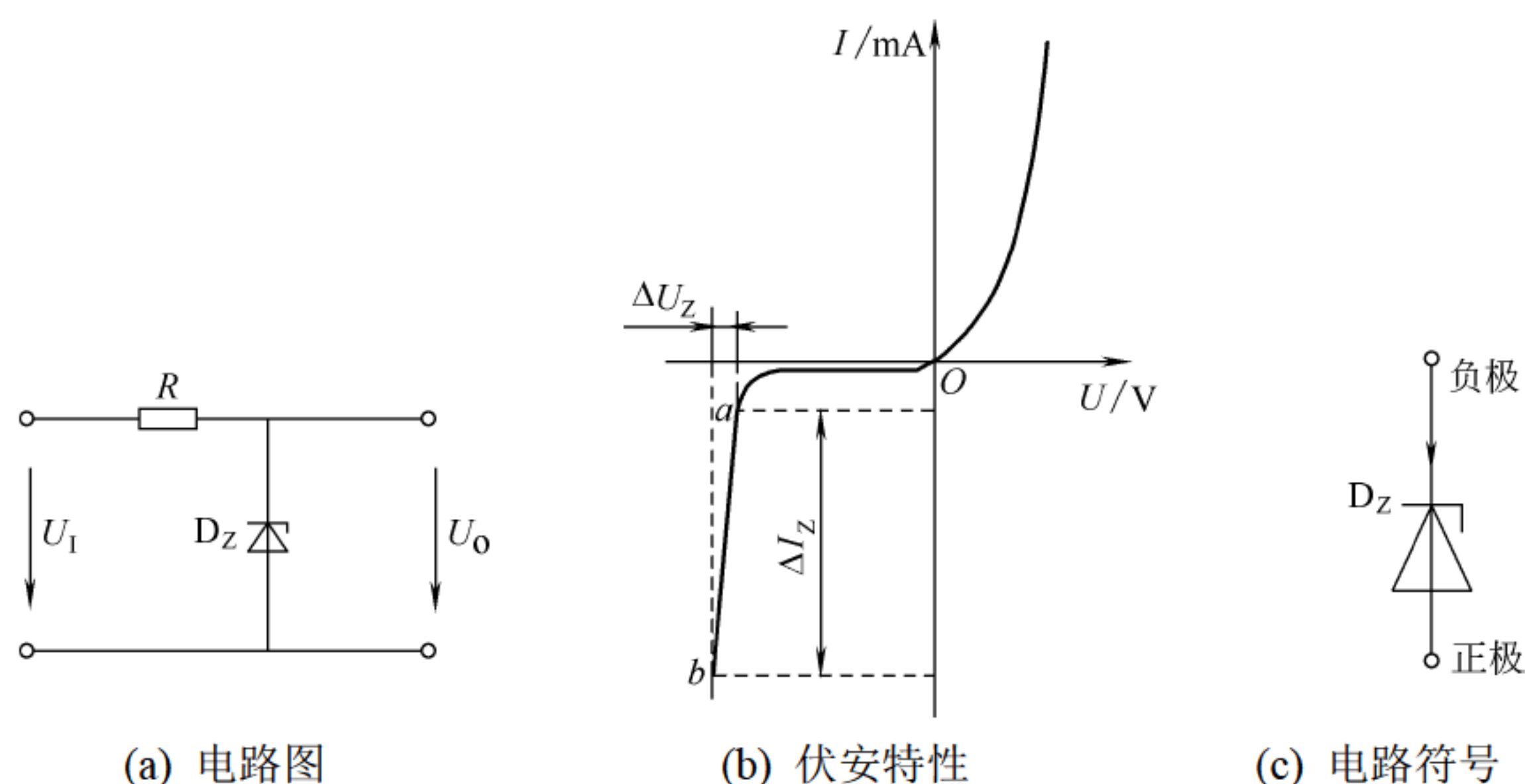


图 1.15 稳压管电路、伏安特性及电路符号

由伏安特性可见,正向特性和普通二极管基本相同,但反向特性较陡。反向电压较低时,反向电流几乎为零,管子处于截止状态,当反向电压增大到击穿电压 U_Z (也是稳压管的工作电压)时,反向电流 I_Z (稳压管的工作电流)急剧增加。在特性曲线 ab 段,当 I_Z 在较大范围内变化时,管子两端电压 U_Z 却基本不变,具有恒压性。使用时,只要 I_Z 不超过管子的允许值,PN 结不会过热损坏。当外加反向电压去除后,稳压管恢复原性能,因为稳压管具有良好的重复击穿特性。

稳压管的主要技术参数如下。

1) 稳定电压 U_Z

U_Z 是稳压管正常工作时管子两端的电压,也是与稳压管并联的负载两端的工作电压,按需要可在半导体器件手册中选用。由于制造工艺的分散性,同一型号的稳压管其稳压值有所不同。如 2CW14 稳压管, U_Z 为 6.0~7.5V。

2) 最大稳定电流 I_{Zmax} 和最小稳定电流 I_{Zmin}

$I_{Zmin} \sim I_{Zmax}$ 是稳压管正常工作时的电流范围。如果稳压管中的电流 $I_Z < I_{Zmin}$, 管子两端电压不够稳定(管子未工作在反向特性区较陡的工作段);若 $I_Z > I_{Zmax}$, 管子会因过热而损坏。

3) 动态电阻 r_Z

它是指稳压管在正常工作范围内,管子两端电压 U_Z 的变化量和管中电流 I_Z 的变化量之比。稳压管的反向特性曲线越陡, r_Z 越小,稳压性能越好。

$$r_Z = \Delta U_Z / \Delta I_Z \quad (1-4)$$

而加宽了原始导电沟道, I_D 将因沟道电阻的减小而加大; 当 $U_{GS} < 0$ 时, 电场排斥 P 型衬底中的自由电子, 又复合了原沟道中的电子, 而使原始沟道变窄, I_D 将因沟道电阻的增大而减小; 当 U_{GS} 增大到某一负电压时, 原始导电沟道中的电子在外电场作用下“耗尽”而夹断, 此时, $I_D \approx 0$ 。相应的 U_{GS} 称为夹断电压, 以 $U_{GS(off)}$ 表示, 耗尽型绝缘栅场效应管由此命名。若衬底为 N 型硅片, 其中生成两个高掺杂浓度 P^+ 区, 就可做成 P 沟道管, 其电路符号见图 1.27(c)。

2) 特性曲线

通过实验可得耗尽型绝缘栅场效应管的输出特性及转移特性曲线, 如图 1.28 所示。输出特性也分三个区域, 工作在放大状态下的场效应管应在恒流区(饱和区)工作。

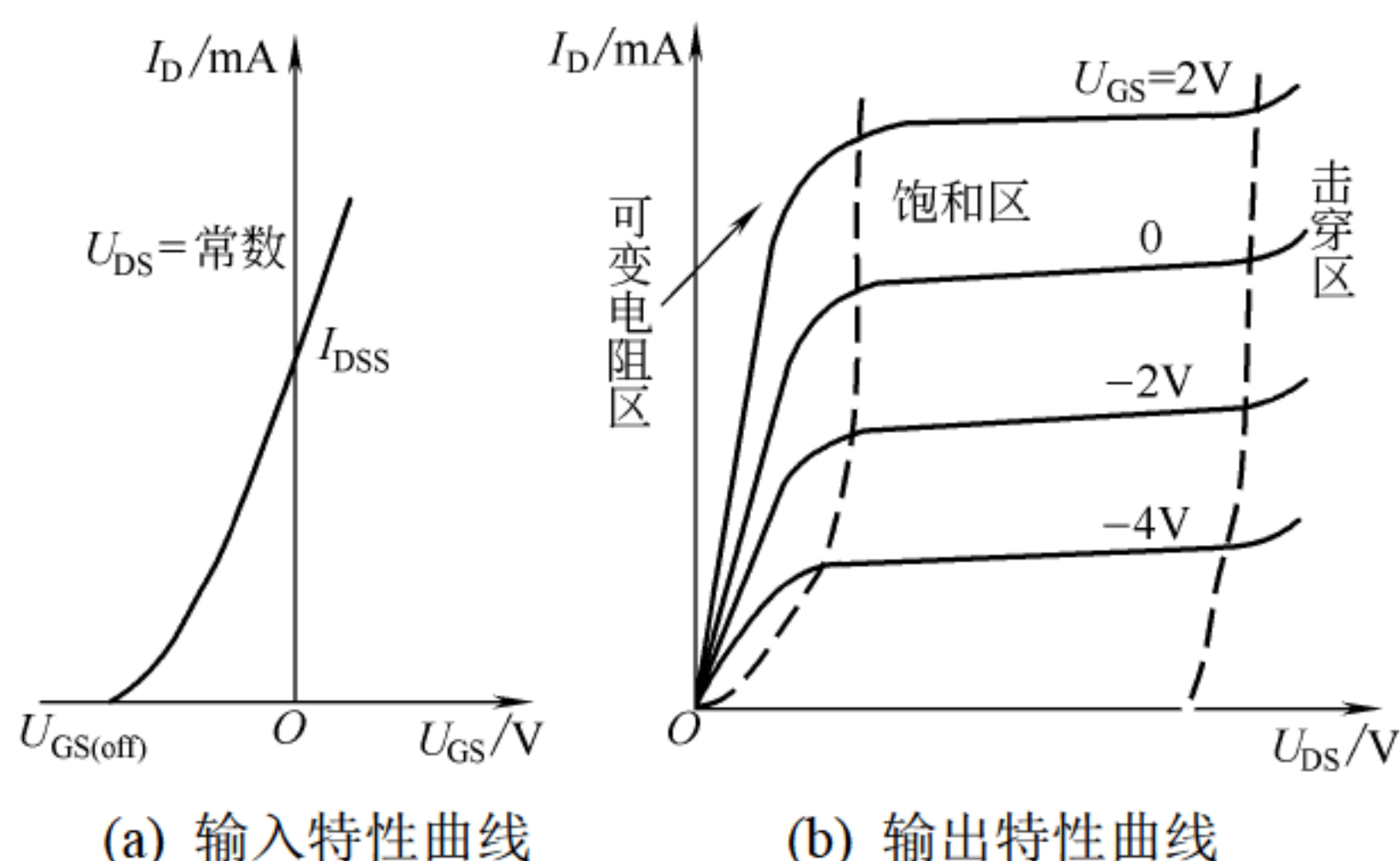


图 1.28 N 沟道耗尽型 MOSFET 特性曲线

2. N 沟道增强型绝缘栅场效应管

N 沟道增强型绝缘栅场效应管的结构如图 1.29(a)所示。它以一块掺杂浓度低的 P 型半导体为衬底, 用扩散法在 P 型衬底形成两个高浓度的 N^+ 区, 分别称为漏极(d)和源极(s)。在硅表面两个 N^+ 区之间生成薄层绝缘层(一般用 SiO_2 绝缘材料), 并在其上覆盖薄层金属铝, 引一电极为控制栅极(g)。由于栅极与漏、源极及半导体绝缘, 故漏、源极之间不存在导电沟道。图 1.29(b)和(c)分别是 N 沟道和 P 沟道增强型 MOS 管的电路符号。

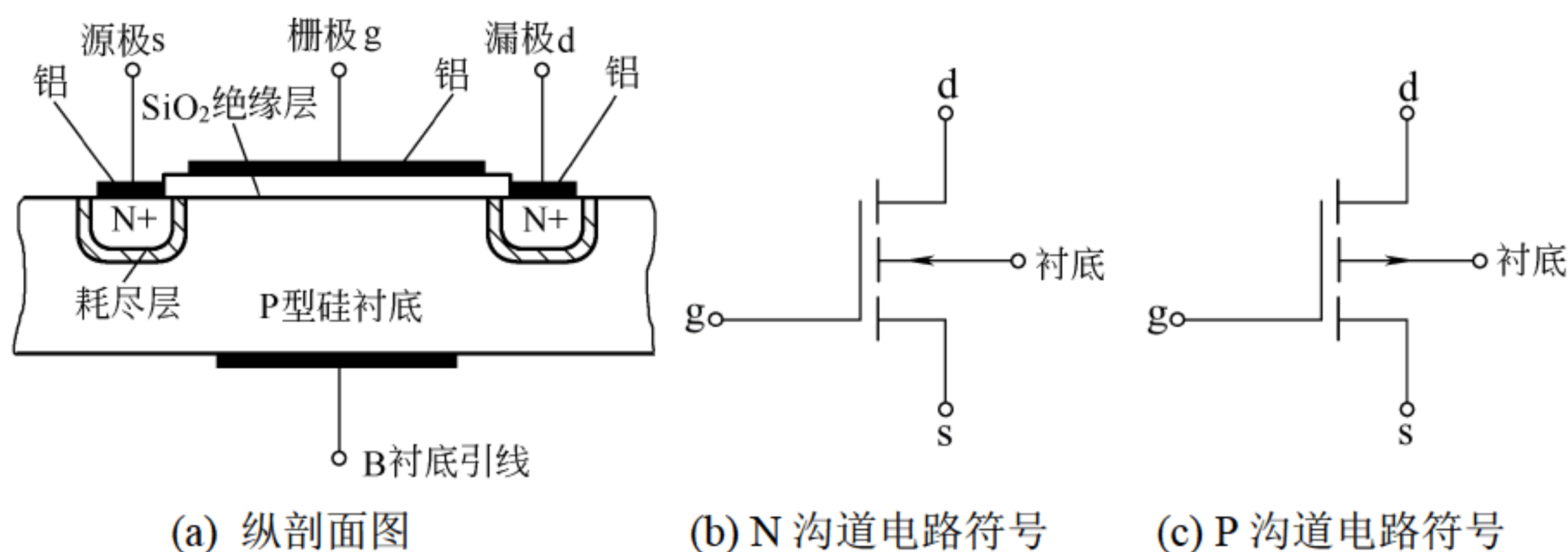


图 1.29 增强型 MOSFET

这种管子的构造与耗尽型类似, 但当 $U_{GS} = 0$ 时, 管中不存在原始导电沟道, 因而当漏、源极间加上直流电压 U_{DS} 时, $I_D = 0$, 只有 $U_{GS} > 0$, 且增大到某一值时, 在 P 型衬底表面由于外加电场而感应出薄层 N 型半导体, 沟通了漏、源极间的导电沟道, 电路中才有 I_D 。对应此时的 U_{GS} 称为增强型场效应管的开启电压, 用 $U_{GS(th)}$ 表示。一定的 U_{DS} 下, U_{GS} 值越大, 电场作用越强, 感应层越宽, 导电沟道越宽, 沟道电阻越小, I_D 就越大, 这就是增强型管

3. 极限参数

- (1) 最大漏极电流 I_{DM} 是管子工作时允许的最大漏极电流。
- (2) 最大耗散功率 P_{DM} 是由管子工作时允许的最高温升所决定的参数。
- (3) 漏、源击穿电压 $U_{(BR)DS}$ 是 U_{DS} 增大时使 I_D 急剧上升时的 U_{DS} 值。
- (4) 栅、源击穿电压 $U_{(BR)GS}$ 是在结型管中使 PN 结击穿的电压；在 MOS 管中，是使绝缘层击穿的电压。

4. 使用注意事项

绝缘栅场效应管的输入电阻很高，这方面虽然是优点，但栅极的感应电荷就很难通过它泄放，电荷的积累导致电压的升高，加之，极间电容量较小，因而小量感应电荷就会产生较高的电压，致使当管子还未使用或在焊接时就已经击穿或发生指标下降现象。可采取以下措施防止上述问题出现：存放时，使三个电极短路；焊接时，烙铁要良好接地，最好去掉电源插头再焊；在电路中，应使栅、源间有直流通路；取用管子时注意人体静电对栅极的感应，可在手腕上套一接地的金属箍。

5. 与晶体三极管的比较

- (1) 场效应管是电压控制器件，基本不取信号电流，在只允许向信号源索取极小电流的情况下，应采用场效应管；而三极管是电流控制器件，取用一定的信号电流。
- (2) 场效应管为单极型器件，只有多子参与导电；三极管既有多子参与导电也有少子参与导电，因此为双极型器件。场效应管具有较好的温度稳定性，且输入电阻高，抗辐射、抗干扰能力强。
- (3) 由于场效应管结构对称，源极和漏极可互换，且耗尽型的 MOS 管的控制电压 U_{GS} 可正、可负，具有一定的灵活性。
- (4) 场效应管还具有工艺简单、易集成和占用芯片面积小的优点，尤其适用于大规模的集成电路。

1.6 思考题与习题

1.1 能否用 1.5V 的干电池，以正向接法直接加至二极管的两端？试分析这样做会出现什么问题？

1.2 图 1.31 所示电路， D_1 、 D_2 为理想二极管，则 a 、 o 端的电压为多少？

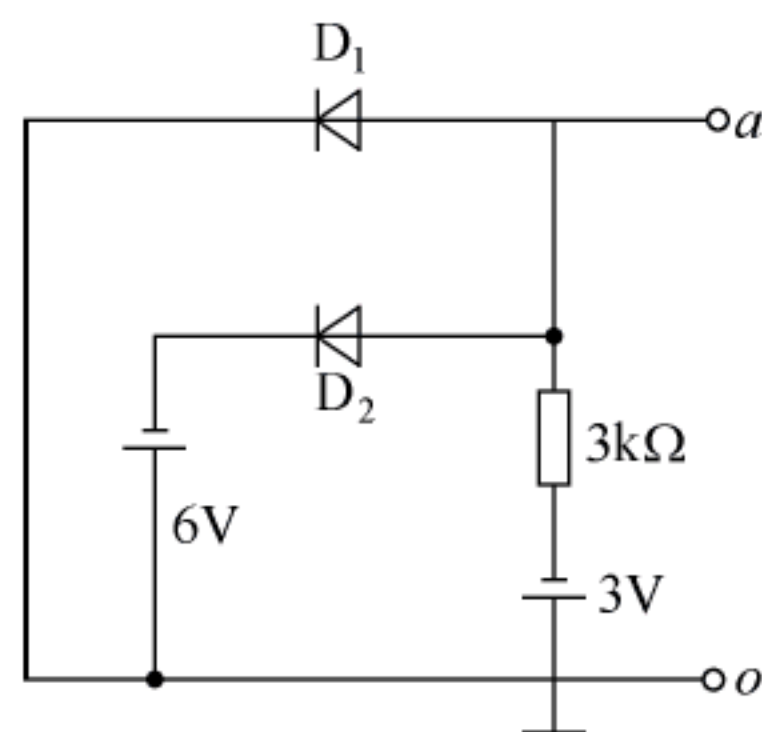


图 1.31 题 1.2 电路图

1.3 图 1.32 所示电路中，已知 $U_s=5V$ 、 $u_i=10\sin\omega t(V)$ ， D 为理想二极管，求输出电压

u_o 的波形。

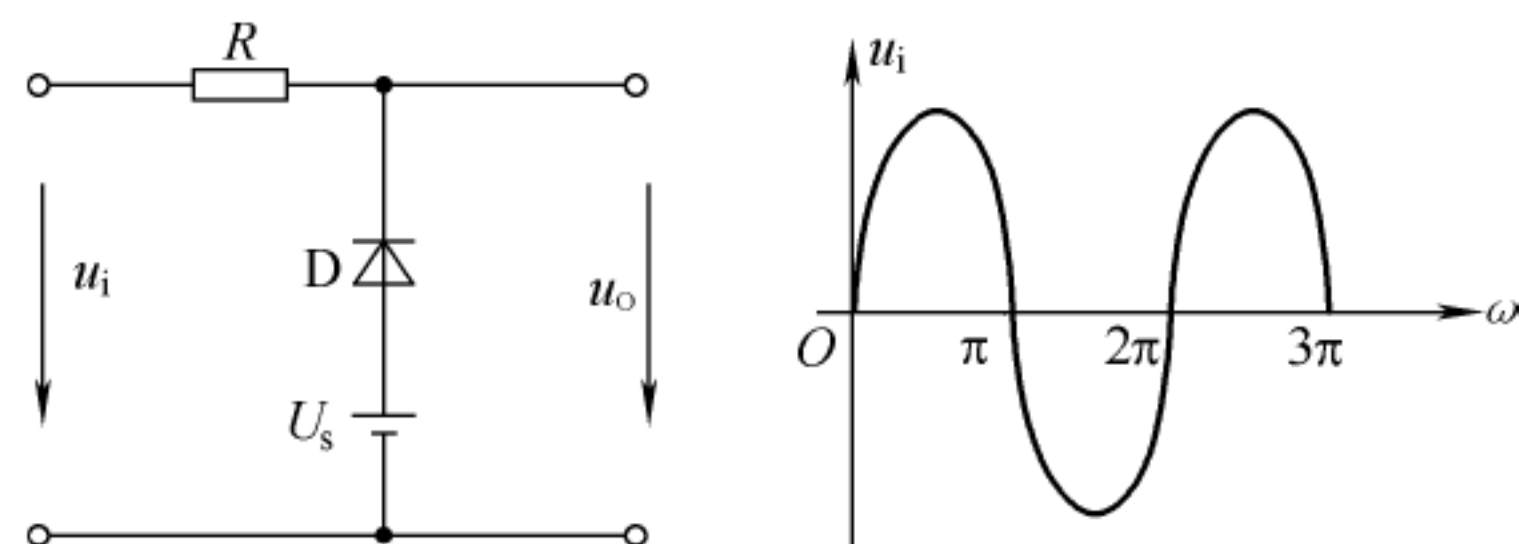


图 1.32 题 1.3 电路图

1.4 图 1.33 所示电路中, 硅稳压管 D_{Z1} 的稳定电压为 8V, D_{Z2} 的稳定电压为 6V, 正向压降均为 0.7V, 试求图中输出电压 u_o 。

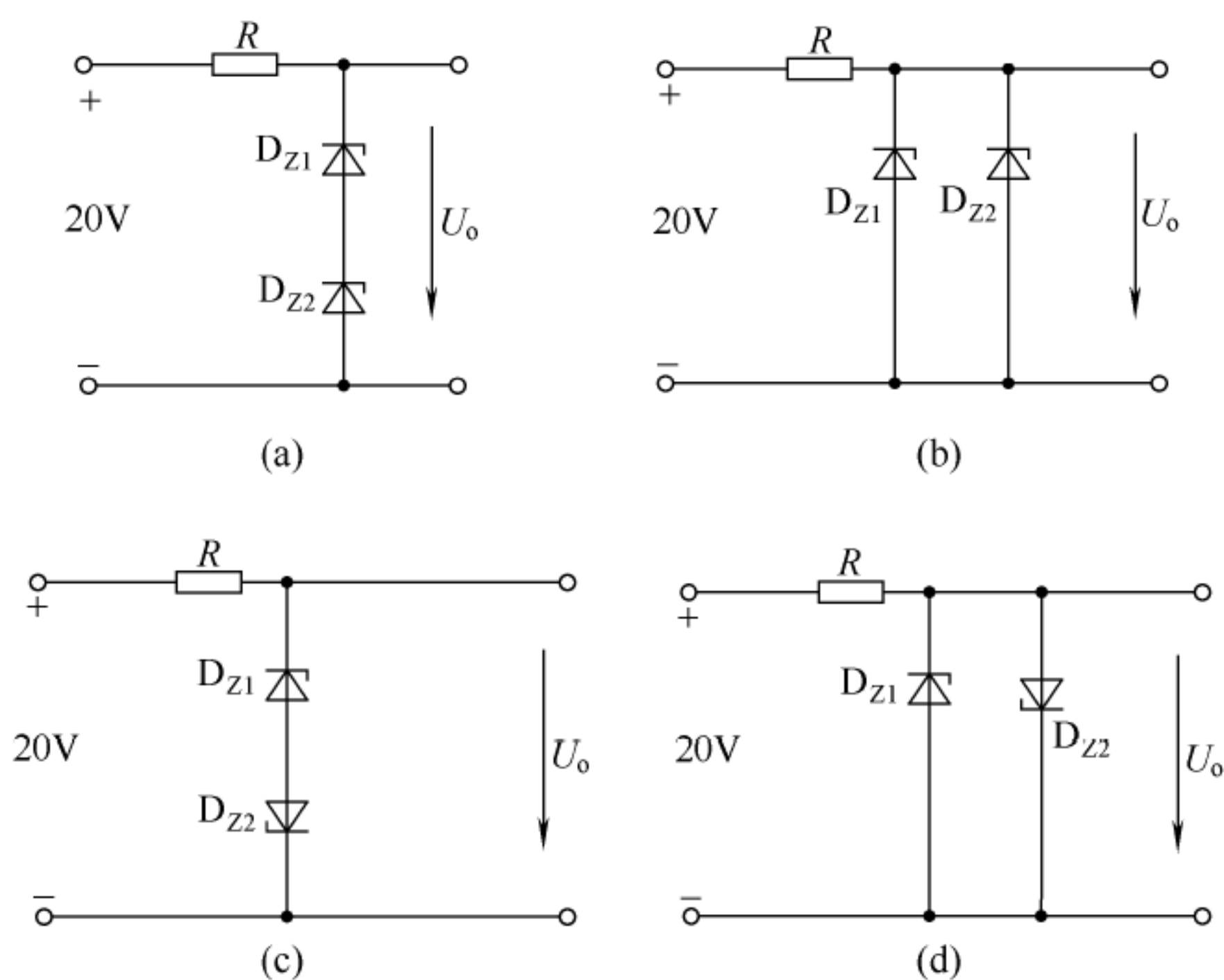


图 1.33 题 1.4 电路图

1.5 简述当温度升高时, 对晶体管的电流放大系数 β 、反向饱和电流 I_{CBO} 、正向导通电压 $U_{BE(on)}$ 的影响? 为什么?

1.6 为了使图 1.34 中的晶体管 T_1 工作在截止状态, T_2 工作在放大状态, 请在管子各极上标出电位极性及各电位间的大小关系。

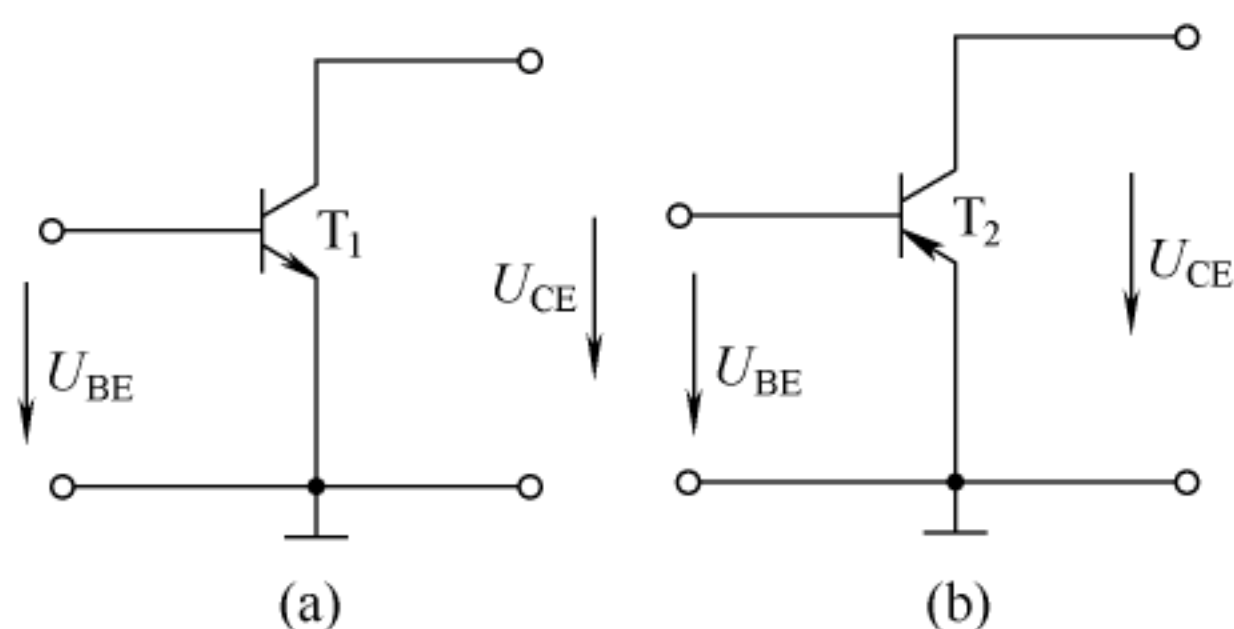


图 1.34 题 1.6 电路图

1.7 用电压表分别测得图 1.35 所示电路中 T_1 和 T_2 的各极对地电位(标在图中), 试问当它们工作在放大状态时, T_1 和 T_2 管是 PNP 还是 NPN 型管? 是硅管还是锗管? 并在图上标出各个电极。

1.8 试判断图 1.36 所示各管的工作状态(放大、饱和、截止)?

第 2 章 基本放大电路

本章学习目标

本章在简单介绍放大的基本概念后，重点介绍了基本放大电路的工作原理及分析方法。通过对本章的学习，读者应掌握和了解以下知识。

- 理解三极管放大电路的基本原理，了解共射、共集、共基三种基本放大电路，学会分析放大电路，掌握图解法和微变等效电路法。
- 掌握场效应管放大电路的工作原理，了解共源、共漏、共栅三种基本放大电路及分析方法。
- 掌握多级放大电路的组成原理，了解阻容耦合、直接耦合放大电路。
- 掌握差分放大电路的工作原理、分析方法。
- 了解功率放大电路的一般问题、电路原理及分析方法。
- 了解放大电路的频率特性。

2.1 放大电路的概念

1. 放大的概念

日常生活中存在各种放大现象，如放大镜放大物体，用杠杆移动重物，变压器将低电压变换成高电压等，它们分别是光学、力学、电学的放大。

扩音机放大声音，是电学的放大，其原理框图如图 2.1 所示。

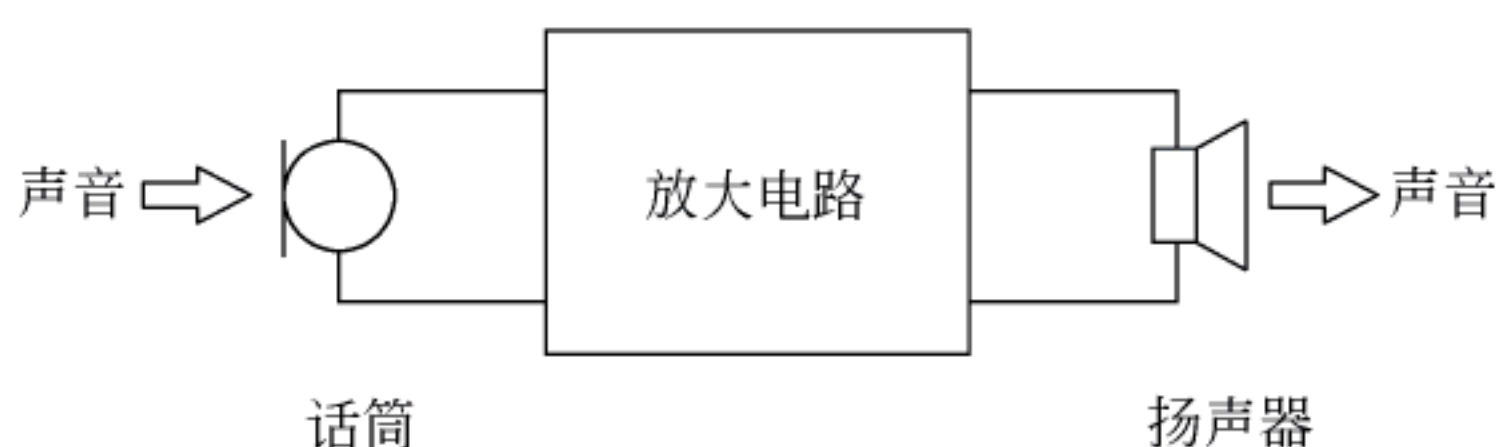


图 2.1 扩音机示意图

话筒将小的声音信号转换成电信号，经过放大电路放大成足够大的电信号，再通过扬声器将电信号转换成大的声音，放大信号必须是不失真的，即小的声音与大的声音只有大小的区别。不失真是放大电路的前提条件。放大电路的核心器件是三极管和场效应管，只有当三极管工作在放大区，场效应管工作在饱和区时才能实现放大。小的声音变成大的声音，能量增加了，这个增加的能量是直流电源提供的。合理设计放大电路，便是我们本章要解决的主要问题。

2. 放大电路的性能指标

对于一个放大电路，我们总希望知道信号被放大了多少倍，信号与放大器、负载与放大器之间如何连接，相互间有什么影响，怎样衡量一个放大器的好坏，等等。为了反映放

$I_B = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_b}$ ，会减小， Q 点移到 Q_1 ，趋向截止区，如图2.15所示。

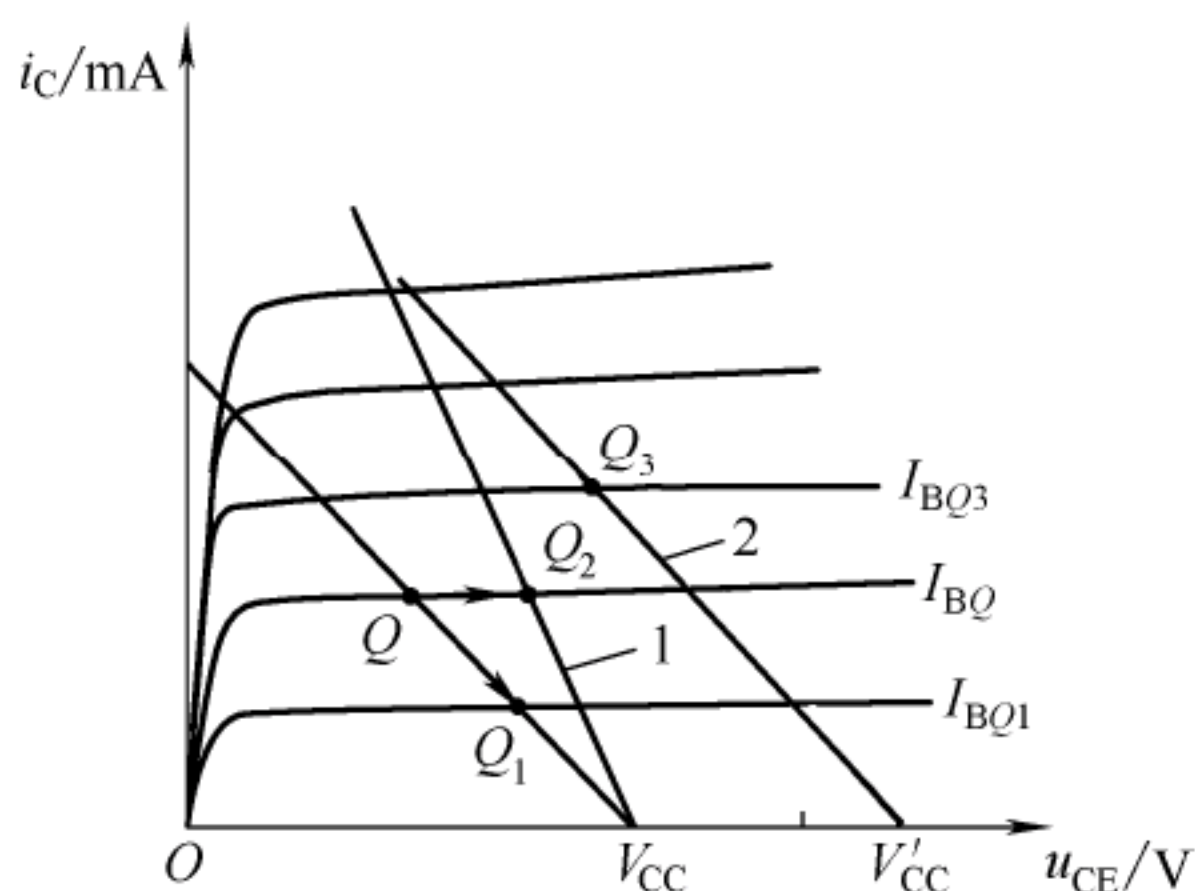


图 2.15 电路参数对静态工作点的影响

当减小 R_c ，电路其他参数不变时，直流负载线的斜率 $-1/R_c$ 增大，直线变陡， Q 点移至 Q_2 ；当增大电源 V_{CC} ，电路其他参数不变时，直流负载线向右平移， I_B 增大， Q 点移至 Q_3 。实际工作中，最常用的方法是调整基极电阻 R_b 的值，来设置合适的静态工作点。

图解法是分析非线性电路的一种常用方法，多适用于输入信号较大的情况，它可以直观、形象地分析放大电路的静态工作情况、动态范围及波形失真等，但不能用来分析频率较高时的电路工作状态，也不能分析放大电路的输入电阻、输出电阻等性能指标。图解法进行定量分析时，误差较大。

2. 微变等效电路法

三极管是一种非线性器件，因而使放大电路的分析复杂、困难。为了便于分析和计算，输入信号较小时，把三极管静态工作点附近小范围内的特性曲线近似地用直线代替，从而把三极管组成的非线性电路当作线性电路来处理，这就是微变等效电路分析法。

1) 三极管微变等效电路

图2.16(a)是三极管共发射极接法时的输入特性曲线，它是非线性的。当输入信号很小时，在静态工作点 Q 附近的一段曲线可视为直线，等效为一个电阻

$$r_{be} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{u_{be}}{i_b} \quad (2-17)$$

称为三极管的输入电阻，它是一个动态电阻，与 Q 点的位置有关，一般为几百欧到几千欧。

常温下，低频小功率管的输入电阻可由下述公式估算：

$$r_{be} = 200 + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}} \quad (2-18)$$

式中， I_{EQ} 是 Q 点的发射极电流， $I_{EQ} = (1 + \beta) I_{BQ} \approx I_{CQ}$ 。

因此，三极管的输入回路可以用一个电阻 r_{be} 来等效，如图2.17(b)所示。

路失真,还会影响到放大电路的动态性能指标,设置一个合适且稳定不变的静态工作点是放大电路设计的一个重要问题。

引起 Q 点不稳定的原因很多,如电源电压波动,电路参数变化,三极管老化等,但主要原因是三极管特性参数(U_{BE} 、 I_B 、 I_{CBQ})随温度变化造成 Q 点偏离原来的数值。如图 2.20 所示,20℃时,某放大电路的静态工作点为 Q 点,当温度升到 50℃时,由于 U_{BE} 减小,使 I_B 增大, β 也增大,因而静态工作点移到了 Q' 点。对于这种现象,固定偏置共发射极放大电路无法使 Q 点稳定,因此,必须从电路结构上加以改进。

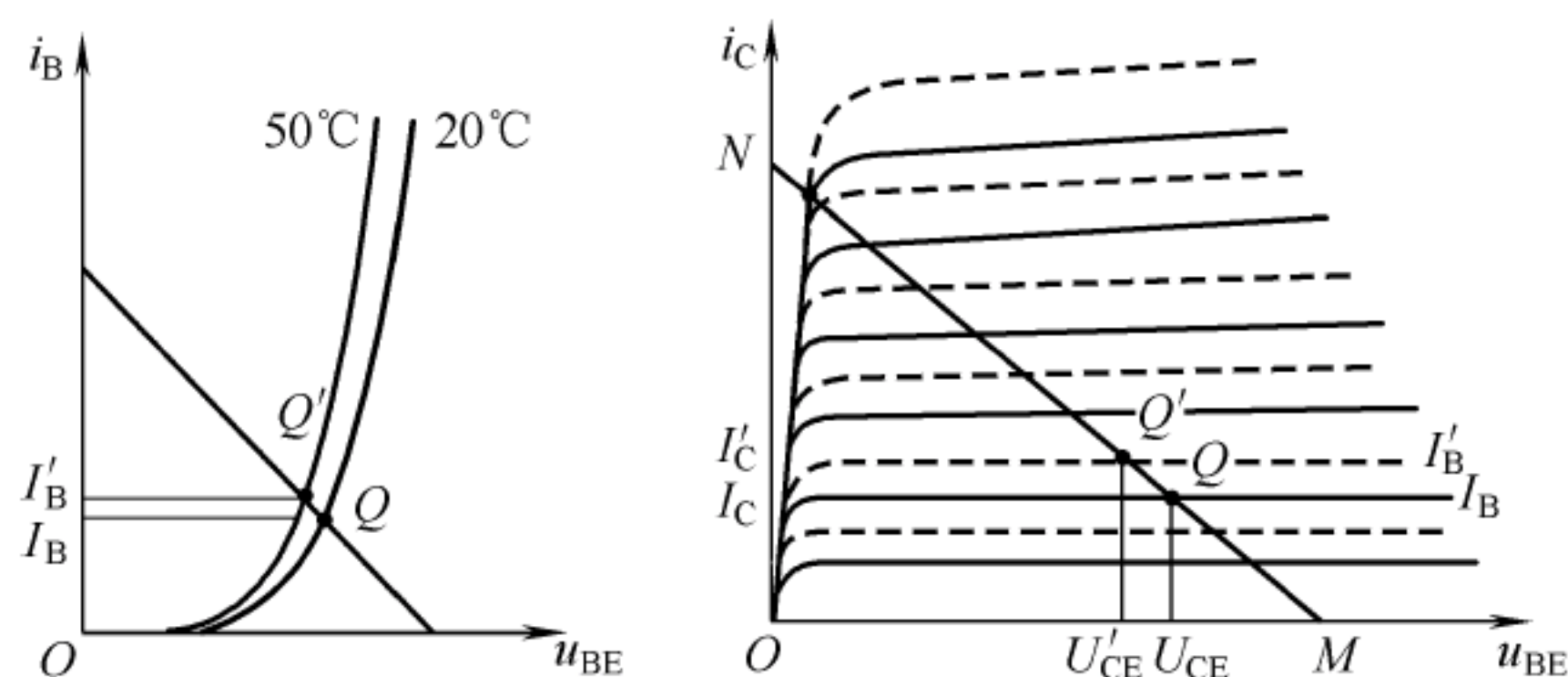


图 2.20 温度对 Q 点的影响

2. 分压式共发射极放大电路

图 2.21 所示为分压式共发射极放大电路,这个电路能稳定静态工作点。其直流通路如图 2.21(b)所示。

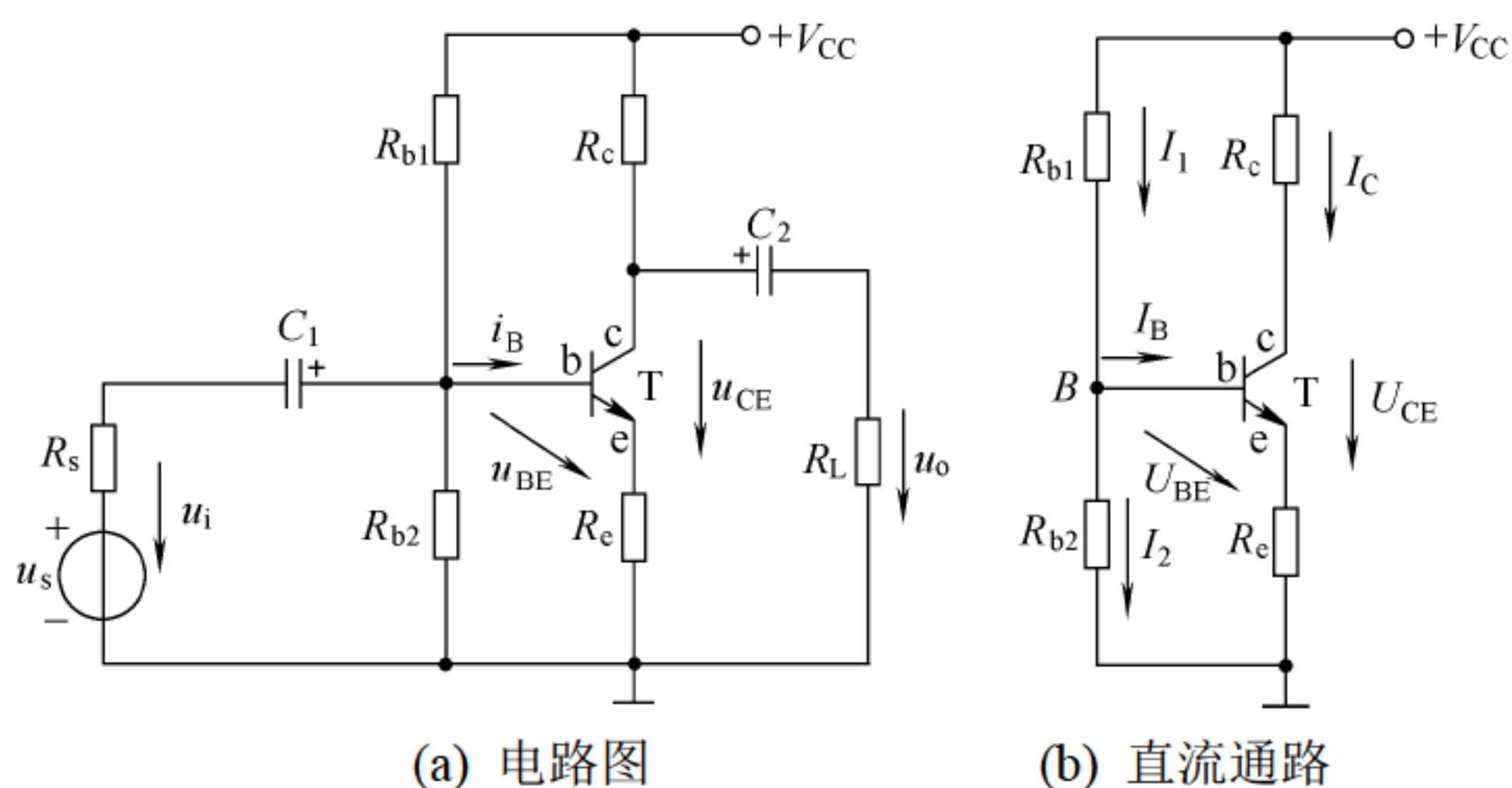


图 2.21 分压式共发射极放大电路

B 点的电流方程为:

$$I_1 = I_2 + I_B$$

为了稳定 Q 点,通常选择合适的电阻 R_{b1} 、 R_{b2} ,使 $I_1 \gg I_B$, $I_1 \approx I_2$ 。

B 点的电位

$$U_B \approx \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}$$

可见,基极电位 U_B 仅由 R_{b1} 、 R_{b2} 和 V_{CC} 决定,与环境温度无关,即当温度升高时, U_B 基本不变。

温度升高时,集电极电流 I_C 增大,发射极电流 I_E 相应增大,发射极电阻 R_e 上的电压 $U_E = I_E R_e$ 随之增大,由于 U_B 不变,而 $U_{BE} = U_B - U_E$,所以 U_{BE} 减小,导致 I_B 减小, $I_C = \beta I_B$



输入电阻 $R_i = R_{b1} // R_{b2} // r_{be} = 1.16\text{k}\Omega$

输出电阻 $R_o \approx R_c = 3\text{k}\Omega$

电压放大倍数 $A_u = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} = -\frac{60 \times 1.5}{1.26} = -71.4$

源电压放大倍数 $A_{us} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_u = \frac{1.16}{0.5 + 1.16} \times (-71.4) = -49.9$

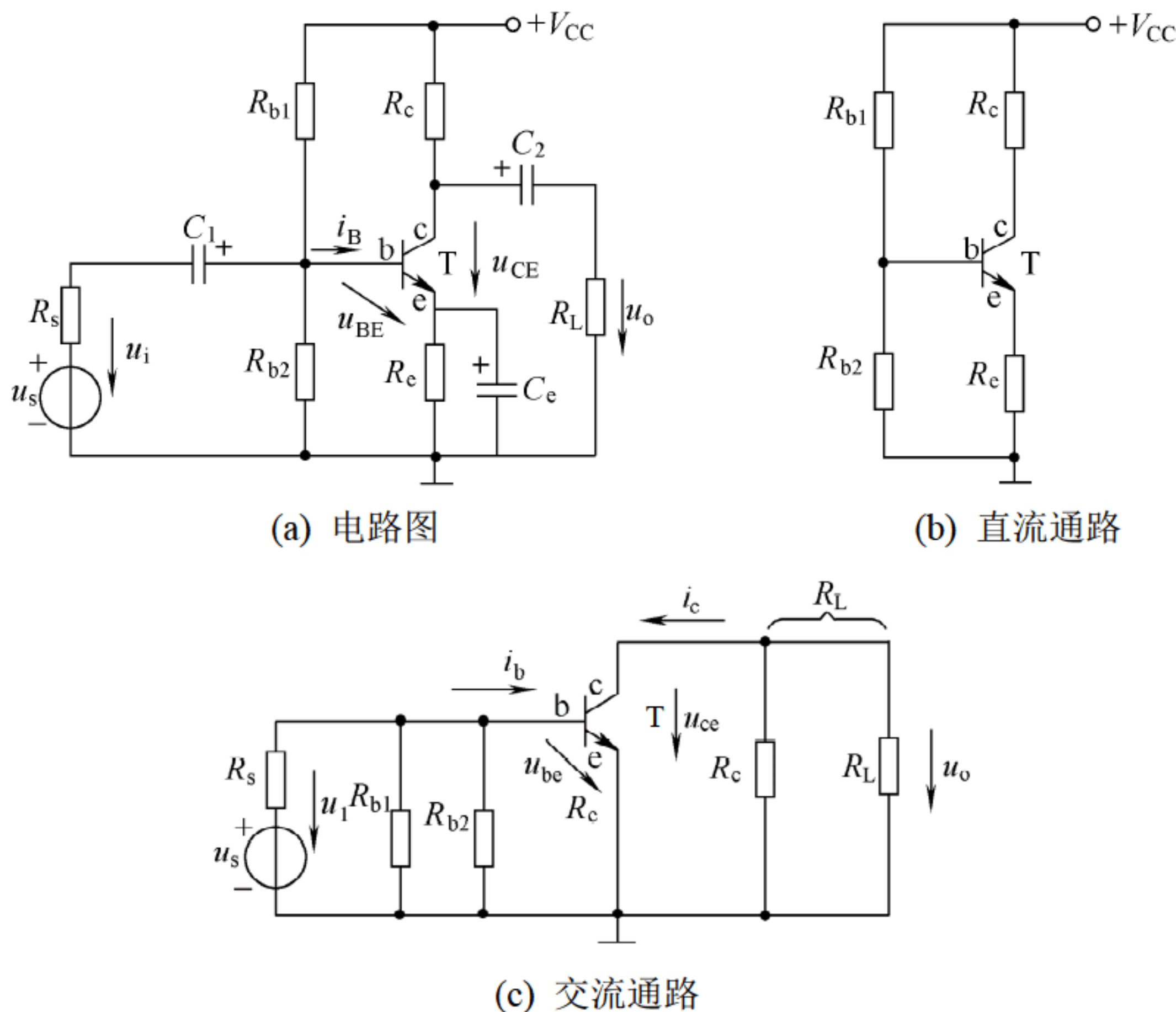


图 2.23 共发射极放大电路

(3) 断开旁路电容 C_e , 直流通路如图 2.23(b)所示, 与上述电路相同, 交流通路如图 2.22(a)、(b)所示。

输入电阻 $R_i = R_{b1} // R_{b2} // [r_{be} + (1 + \beta)R_e] = 13.4\text{k}\Omega$

输出电阻 $R_o \approx R_c = 3\text{k}\Omega$

电压放大倍数 $A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} = -\frac{60 \times 1.5}{1.26 + (1 + 60) \times 2} = -1.8$

源电压放大倍数 $A_{us} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_u = \frac{13.4}{0.5 + 13.4} \times (-1.8) = -1.7$

可见, 输入电阻 R_i 增大很多, 电压增益 A_u 下降很大。

2.2.4 共集电极放大电路

如图 2.24(a)所示为共集电极放大电路, 图 2.24(c)是它的交流通路。从交流通路可见, 输入回路与输出回路共用集电极, 故称共集电极放大电路, 又由于从发射极输出信号, 也称射极跟随器。

1. 静态分析

直流通路如图 2.24(b)所示, 求静态工作点。

写出输入回路方程:

$$V_{CC} = I_B R_b + U_{BE} + (1 + \beta) I_B R_e$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_b + (1 + \beta) R_e} \quad (2-39)$$

$$I_C = \beta I_B \quad (2-40)$$

$$I_E = (1 + \beta) I_B \approx I_C \quad (2-41)$$

$$U_{CE} = V_{CC} - I_E R_e \quad (2-42)$$

2. 动态分析

交流通路如图 2.24(c)所示, 微变等效电路如图 2.24(d)所示。

(1) 电压放大倍数 A_u 。

$$u_o = (1 + \beta) i_b R'_L \quad (R'_L = R_e // R_L)$$

$$u_i = i_b r_{be} + (1 + \beta) i_b R'_L$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{(1 + \beta) R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R'_L} \approx 1 \quad (2-43)$$

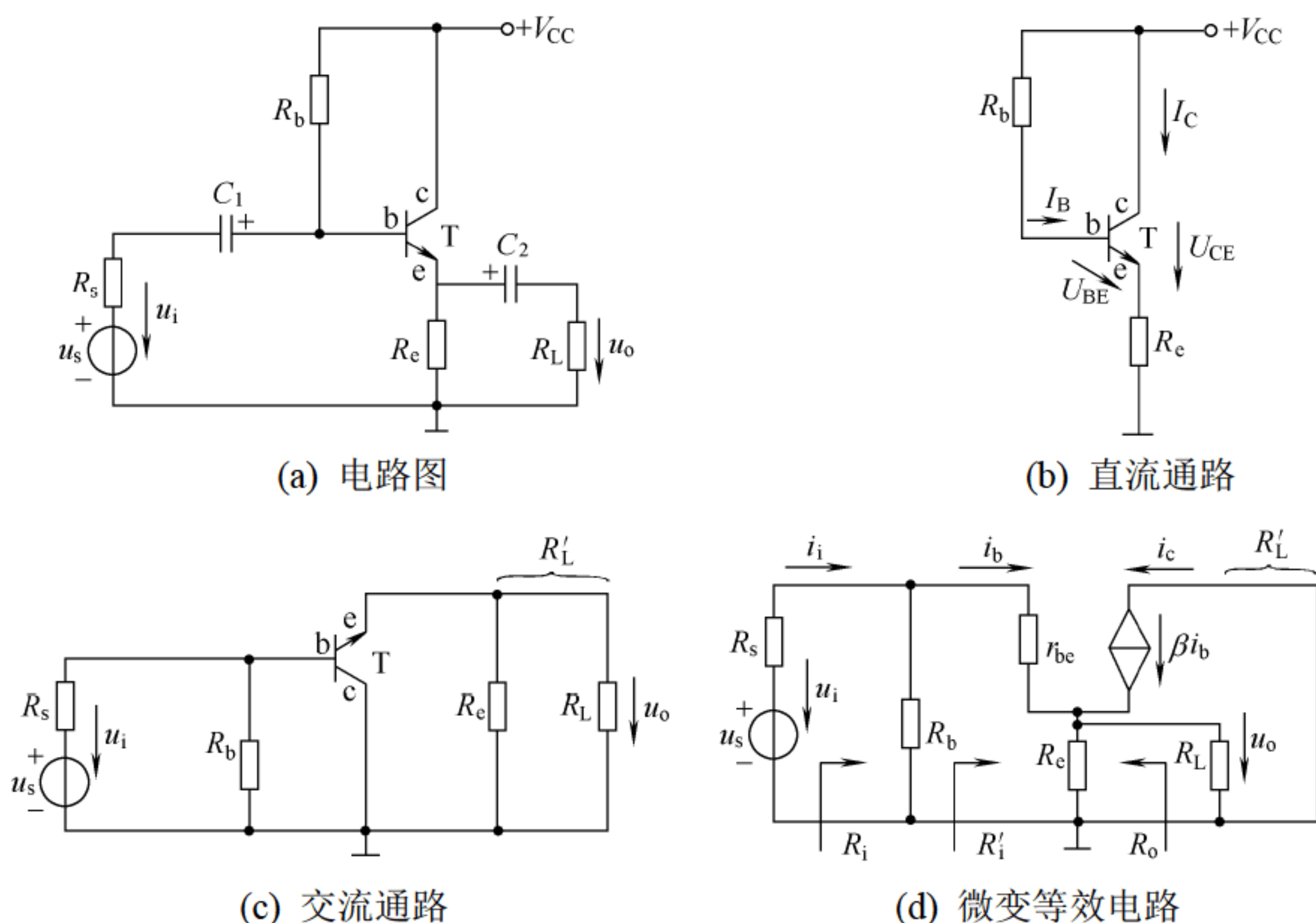


图 2.24 共集电极放大电路

可见, 共集电极放大电路的电压放大倍数小于 1, 但接近于 1, 没有电压放大作用, 且输入、输出相位相同, 故称射极跟随器。

(2) 输入电阻 R_i 。

$$R'_i = \frac{u_i}{i_b} = r_{be} + (1 + \beta) R'_L$$

$$\text{输入电阻} \quad R_i = R_b // [r_{be} + (1 + \beta)R'_L] = 44.1\text{k}\Omega$$

$$\text{输出电阻} \quad R_o = \frac{r_{be} + R'_s}{1 + \beta} = 16.2\Omega \quad (R'_s = R_s // R_b)$$

可以看出, 电压放大倍数接近于 1, 输入电阻很大, 输出电阻很小。

2.2.5 共基极放大电路

如图 2.26(a)所示为共基极放大电路, 图 2.26(c)是交流通路, 输入、输出回路共用基极, 故称共基极放大电路。

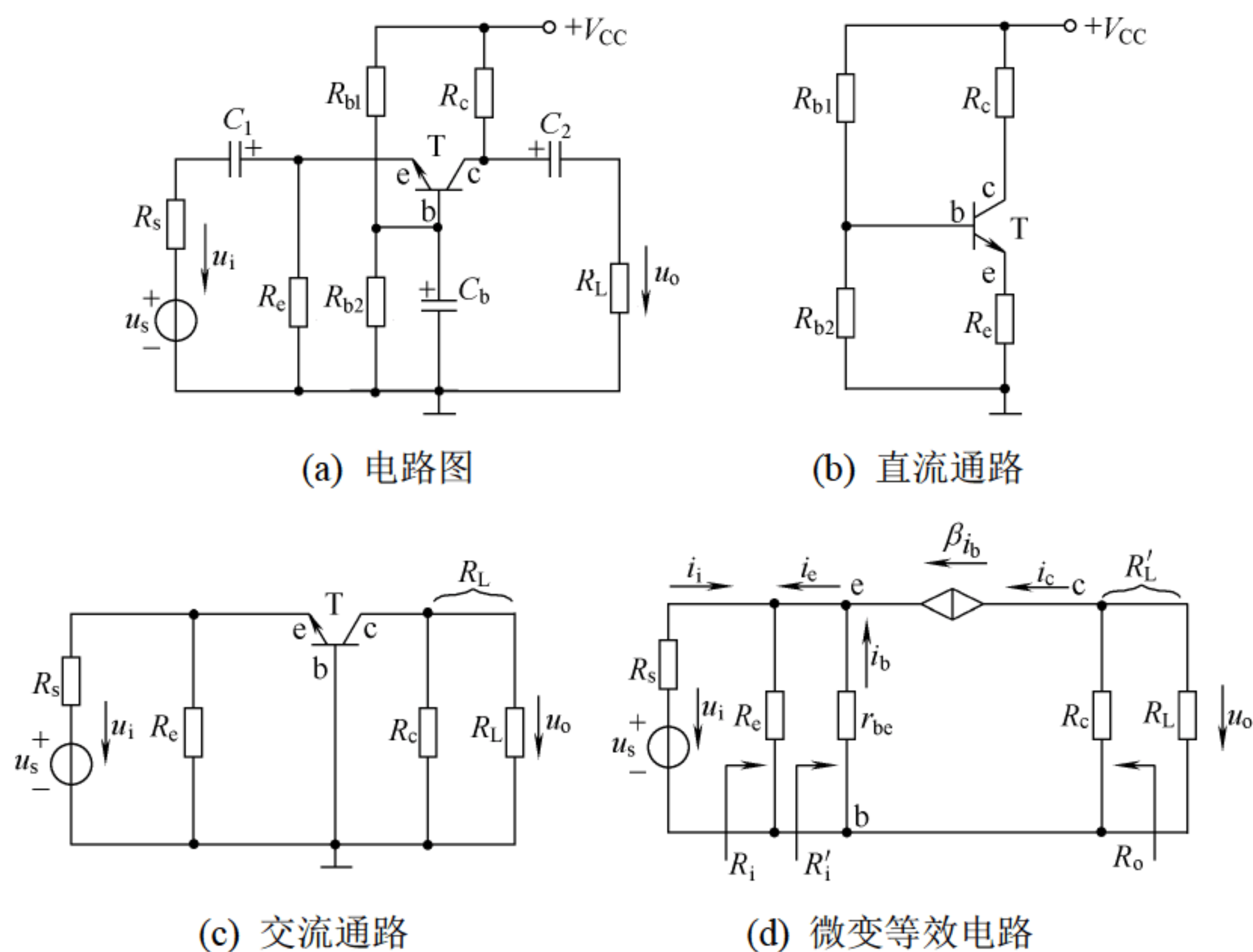


图 2.26 共基极放大电路

1. 静态分析

直流通路如图 2.26(b)所示, 与分压式偏置电路相同, 静态工作点的求法也相同。

2. 动态分析

交流通路如图 2.26(c)所示, 微变等效电路如图 2.26(d)所示。

(1) 电压放大倍数 A_u 。

$$u_o = -i_c R'_L = -\beta i_b R'_L \quad (R'_L = R_c // R_L)$$

$$u_i = -i_b r_{be}$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{\beta R'_L}{r_{be}} \quad (2-47)$$



(2) 输入电阻 R_i 。

$$R'_i = \frac{u_i}{-i_e} = \frac{-i_b r_{be}}{-(1+\beta)i_b} = \frac{r_{be}}{1+\beta}$$

$$R_i = R_e // R'_i = R_e // \frac{r_{be}}{1+\beta} \quad (2-48)$$

(3) 输出电阻。

$$R_o \approx R_c \quad (2-49)$$

可见, 共基极放大电路有电压放大作用, 输入、输出电压相位相同, 输入电阻很低, 输出电阻与共射极放大电路相同。

【例2-4】如图2.26所示共基极放大电路, 电路参数与例2-2相同。 $V_{CC}=15V$, $R_s=500\Omega$, $R_{b1}=60k\Omega$, $R_{b2}=20k\Omega$, $R_e=2k\Omega$, $R_c=R_L=3k\Omega$, $U_{BE}=0.7V$, $\beta=60$ 。

(1) 计算静态工作点 Q 。

(2) 求电压放大倍数 A_u 、 A_{us} , 输入电阻 R_i , 输出电阻 R_o 。

解 (1) 求静态工作点 Q 。

直流通路与共发射极放大电路分压式偏置电路一样, 参数也相同, 因此, Q 点相同。

$$I_{BQ}=25\mu A \quad I_{CQ}=1.5mA \quad U_{CEQ}=7.5V$$

(2) 交流通路如图2.26(c)所示。

$$r_{be}=1.26k\Omega$$

$$\text{输入电阻} \quad R_i = R_e // \frac{r_{be}}{1+\beta} = 20.5\Omega$$

$$\text{输出电阻} \quad R_o \approx R_c = 3k\Omega$$

$$\text{电压放大倍数} \quad A_u = \frac{\beta R'_L}{r_{be}} = 71.4 \quad (R'_L = R_c // R_L)$$

$$\text{源电压放大倍数} \quad A_{us} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_u = \frac{20.5}{500 + 20.5} \times 71.4 = 2.8$$

表2.1给出了共射、共集、共基极三种基本放大电路的主要性能及用途。

共射极放大电路的电压、电流和功率放大倍数都较大, 输入电阻在三种电路中居中, 输出电阻较大, 频带较窄, 常作为低频电压放大电路的基本电路。共集电极放大电路不能放大电压, 但能放大电流, 是三种电路中输入电阻最大, 输出电阻最小的电路, 常用作输入级、输出级和中间缓冲级, 在功率放大电路中常采用射极输出的形式。共基极放大电路只能放大电压, 不能放大电流, 输入电阻小, 电压放大倍数和输出电阻与共发射极电路相当, 频率特性是三种电路中最好的, 常用于高频和宽带放大电路。实际应用时, 可根据具体要求, 合理选用。

表 2.1 三种基本放大电路的主要性能

主要性能	共发射极放大电路		共集电极放大电路	共基极放大电路
	固定偏置电路	分压式偏置电路		
电路图				
电压增益 A_u	$A_u = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} \quad (R'_L = R_c // R_L)$	$A_u = -\frac{\beta R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} \quad (R'_L = R_c // R_L)$	$A_u = \frac{(1 + \beta)R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R'_L} \quad (R'_L = R_e // R_L)$	$A_u = \frac{\beta R'_L}{r_{be}} \quad (R'_L = R_c // R_L)$
u_o 与 u_i 的相位关系	反相(相差 180°)	反相	同相	同相
最大电流增益 A_i	$A_i = \beta$	$A_i = \beta$	$A_i = 1 + \beta$	$A_i = \alpha$
输入电阻	$R_i = R_b // r_{be}$	$R_i = R_{b1} // R_{b2} // [r_{be} + (1 + \beta)R_e]$	$R_i = R_b // [r_{be} + (1 + \beta)R'_L]$	$R_i = R_e // \frac{r_{be}}{1 + \beta}$
输出电阻	$R_o \approx R_c$	$R_o \approx R_c$	$R_o = \frac{r_{be} + R'_s}{1 + \beta} // R_e \quad (R'_s = R_s // R_{b1} // R_{b2})$	$R_o \approx R_c$
用途	多级放大电路中的中间级	多级放大电路中的中间级	输入级、中间级、输出级	高频或宽频带电路及恒流源电路



2.3 场效应管放大电路

与三极管一样,场效应管也是组成放大电路的主要器件,按电路结构的不同,可分为共源极、共漏极和共栅极3种基本放大电路,它们分别和三极管的共发射极、共集电极和共基极放大电路对应,电路如图2.27所示。放大电路中电源、偏置电路、电容的作用,也分别与三极管放大电路相同。

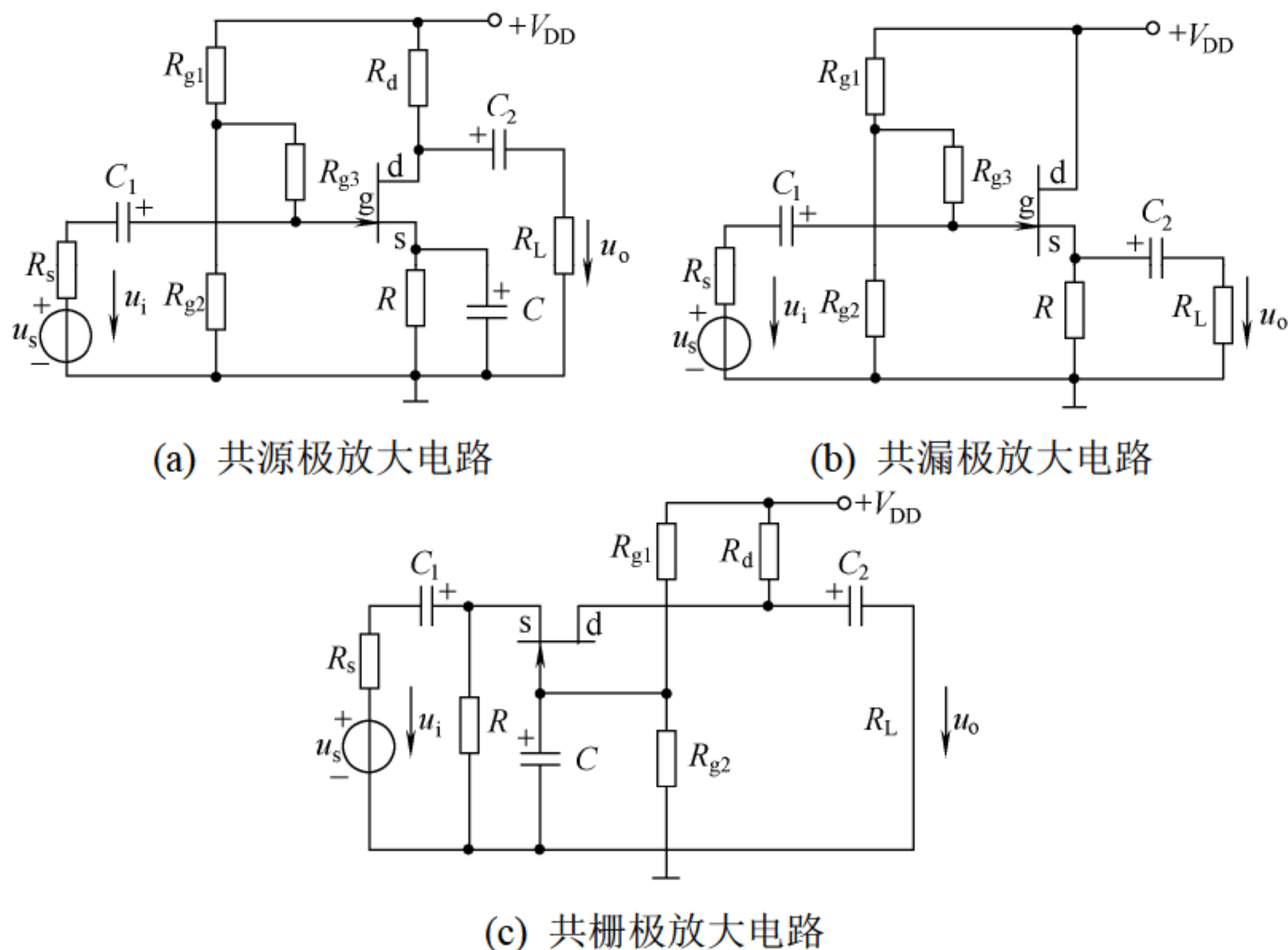


图 2.27 场效应管的 3 种放大电路

2.3.1 场效应管放大电路的偏置电路

场效应管是电压控制器件,改变栅源电压 u_{GS} 的大小,可以有效地控制漏极电流 i_D 。场效应管实现放大作用时,必须工作在恒流区,因此须设置正确的静态工作点,常用的场效应管放大电路的直流偏置电路有两种形式:自偏置电路和分压式偏置电路,如图2.28所示。

图2.28(a)所示为自偏置电路,由于 $I_G=0$,则 $U_G=0$,漏极电流 I_D 流过源极电阻 R ,产生压降 $U_S=I_DR$,栅源间的电压 $U_{GS}=U_G-U_S=-I_DR$,必然小于零。这种偏置电路适用于结型场效应管和耗尽型MOS管,不适用于增强型MOS管。图2.28(b)所示为耗尽型MOS管自偏置电路。

结型场效应管和耗尽型MOS管,工作在恒流区,漏极电流 I_D 由式(1-9)确定,对于图2.28(a)所示的偏置电路,联立求解

$$\left. \begin{aligned} U_{GS} &= -I_D R \\ I_D &= I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}} \right)^2 \end{aligned} \right\} \quad (2-50)$$

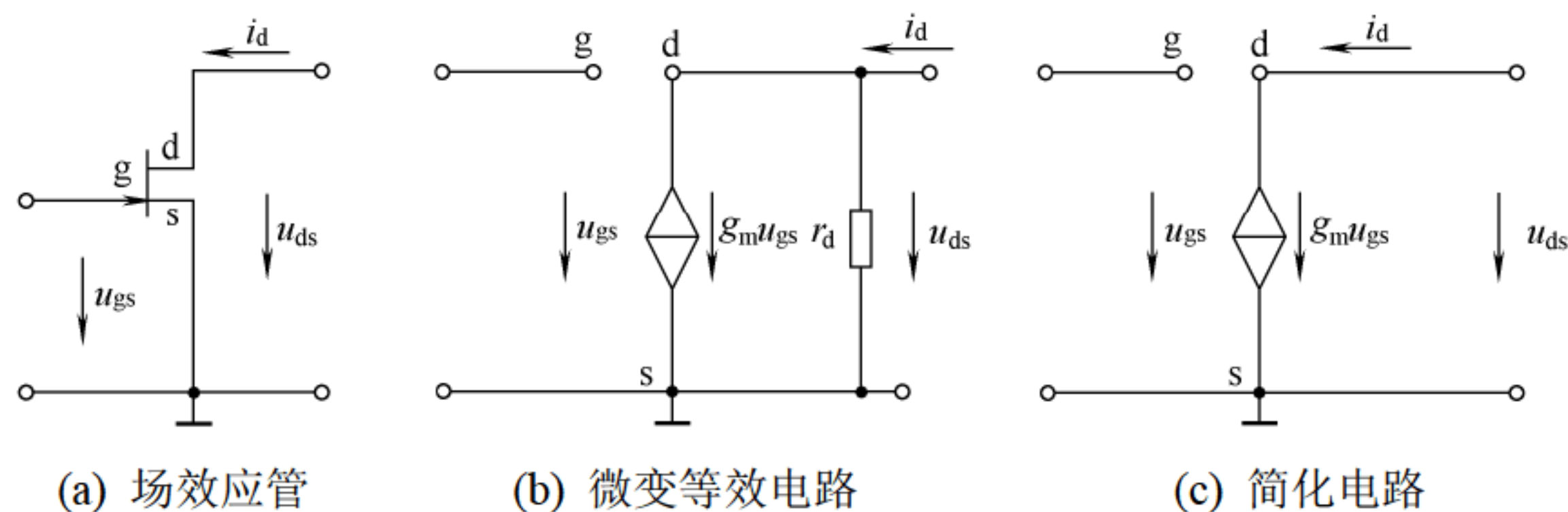


图 2.29 场效应管微变等效电路

无论是哪种类型的场效应管,其输入回路都有极高的输入电阻,输入电流为零,因此,场效应管的输入回路可视为开路;输出回路可用一个压控电流源 $g_m u_{gs}$ 与输出电阻 r_d 并联等效,通常 r_d 很大,可视为开路。则微变等效电路可简化为图 2.29(c)所示。其中:

$$i_d = g_m u_{gs} \quad (2-55)$$

2. 共源极放大电路的动态分析

图 2.30 所示为共源极场效应管放大电路,图 2.30(c)所示为交流通路,输入回路与输出回路共用源极,故称共源极放大电路。

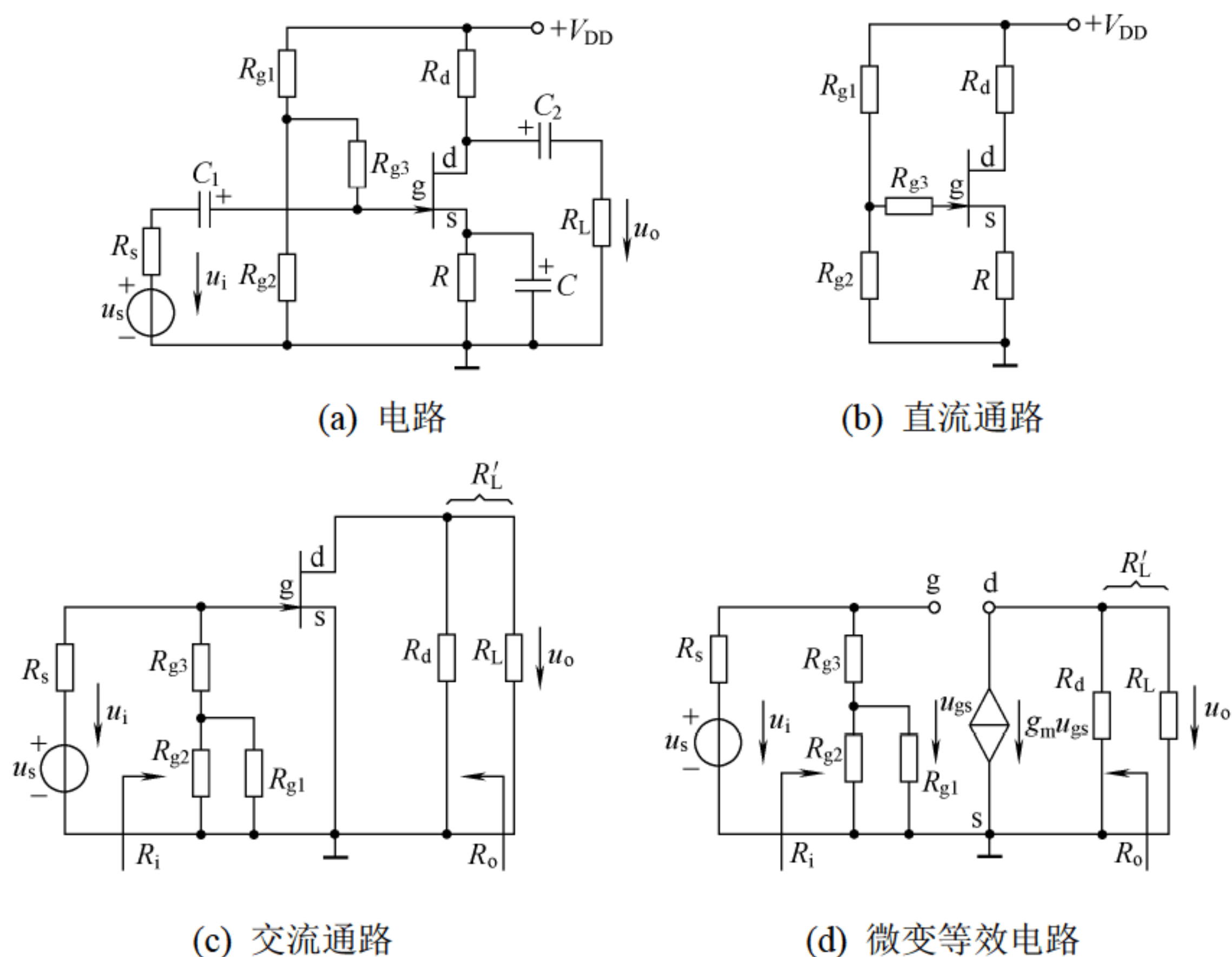


图 2.30 共源极放大电路

(1) 电压放大倍数 A_u 。

由图 2.30(d)可知

$$u_i = u_{gs}$$

$$u_o = -g_m u_{gs} R'_L \quad (R'_L = R_d // R_L)$$



3. 共漏极放大电路的动态分析

图 2.31 所示为共漏极场效应管放大电路。

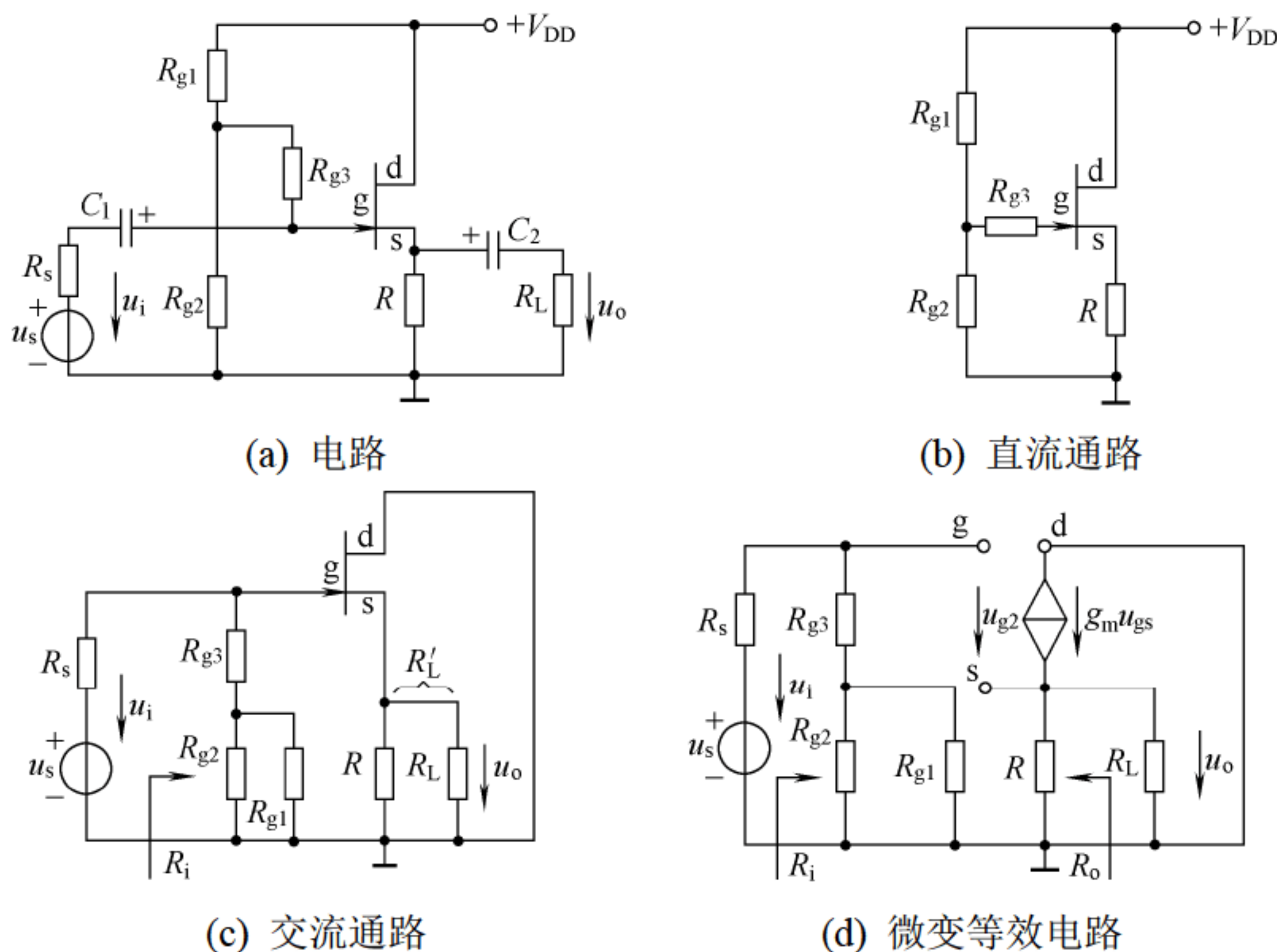


图 2.31 共漏极放大电路

(1) 电压放大倍数 A_u 。

共漏极放大电路的微变等效电路如图 2.31(d)所示。

$$u_o = g_m u_{gs} R'_L \quad (R'_L = R // R_L)$$

$$u_i = u_{gs} + u_o$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L} \quad (2-60)$$

可见，共漏极放大电路的电压放大倍数 A_u 小于 1，但接近于 1，输出电压与输入电压相位相同，所以，也是一个电压跟随器。

(2) 输入电阻。

$$R_i = R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2}) \quad (2-61)$$

当 $R_{g3} \gg (R_{g1} // R_{g2})$ 时，

$$R_i \approx R_{g3} \quad (2-62)$$

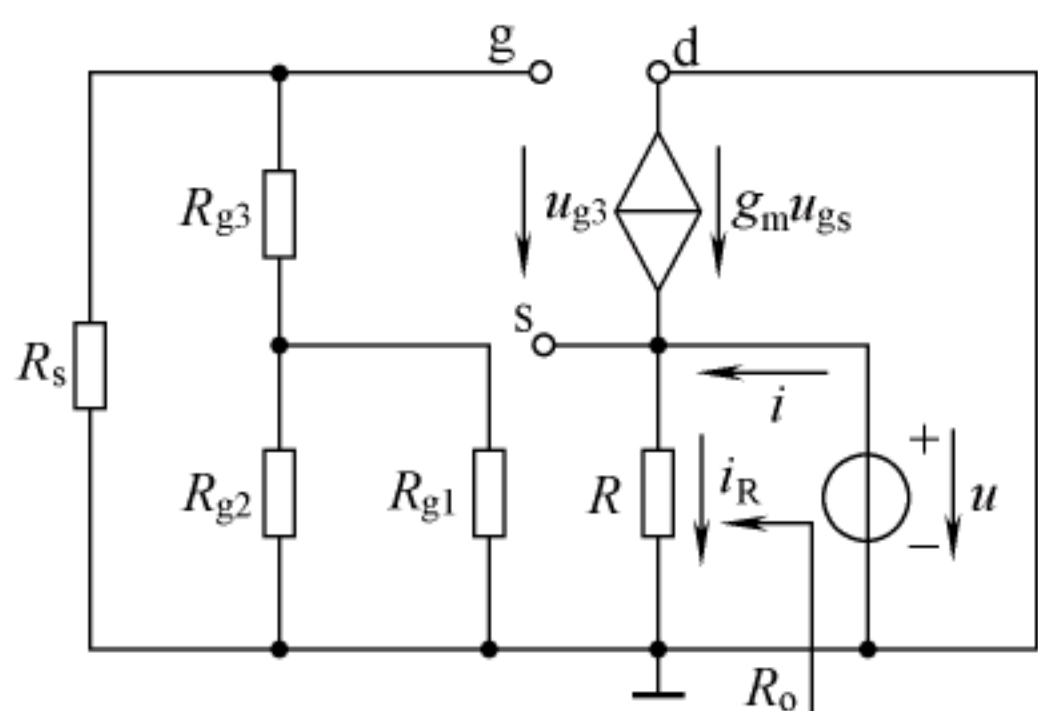
(3) 输出电阻。

根据输出电阻的定义，将图 2.31(d)中的信号源 u_s 短路，负载 R_L 开路，在输出端加电压 u ，产生电流 i ，画出求共漏极输出电阻 R_o 的电路，如图 2.32 所示。

由图可知

$$i = i_R - g_m u_{gs} = \frac{u}{R} - g_m u_{gs}$$

$$u_{gs} = -u$$

图 2.32 求共漏极输出电阻 R_o 的电路

所以

$$i = u \left(\frac{1}{R} + g_m \right)$$

输出电阻

$$R_o = \frac{u}{i} = \frac{1}{\frac{1}{R} + g_m} = R // \frac{1}{g_m} \quad (2-63)$$

共漏极放大电路的输出电阻等于源极电阻 R 和跨导的倒数 $1/g_m$ 的并联, 所以, 输出电阻很小。

参照上述分析方法, 读者可自行分析共栅极放大电路的动态工作情况。

【例 2-6】 如图 2.31 所示共漏极放大电路, 已知 $R_{g1}=150\text{k}\Omega$, $R_{g2}=50\text{k}\Omega$, $R_{g3}=5\text{M}\Omega$, $R=10\text{k}\Omega$, $R_L=10\text{k}\Omega$, 场效应管参数 $g_m=4\text{ms}$, 求: 电压放大倍数 A_u , 输入电阻 R_i , 输出电阻 R_o 。

解 电压放大倍数 $A_u = \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L} = \frac{4 \times 5}{1 + 4 \times 5} = 0.95$

输入电阻 $R_i = R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2}) \approx R_{g3} = 5\text{M}\Omega$

输出电阻 $R_o = R // \frac{1}{g_m} = 10 // \frac{1}{4} = 0.25(\text{k}\Omega)$

场效应管与三极管比较, 优点是可以组成高输入电阻的放大电路, 具有噪声低、温度稳定性好、抗辐射能力强等特点, 而且便于集成化, 因而被广泛应用于各种电子电路中。

场效应管的放大能力比三极管差, 共源极放大电路的电压放大倍数只有几到十几倍, 而共发射极放大电路的电压放大倍数可达百倍以上。另外, 场效应管栅源之间的等效电容只有几皮法到几十皮法, 栅源电阻又很大, 若有感应电荷则不易释放, 形成高电压($U=Q/C$), 将栅源间的绝缘层击穿, 造成管子损坏, 使用时, 应注意保护。目前, 很多场效应管在制作时已在栅源之间并联了一个二极管以限制栅源间的电压幅值, 防止击穿。

2.4 多级放大电路

实际应用中, 常对放大电路提出多方面的要求, 如: 高的电压放大倍数、很大的输入电阻、很小的输出电阻等, 前述的基本放大电路往往不能满足这些要求, 通常就将基本放大电路连接起来, 组成多级放大电路, 原理框图如图 2.33 所示。

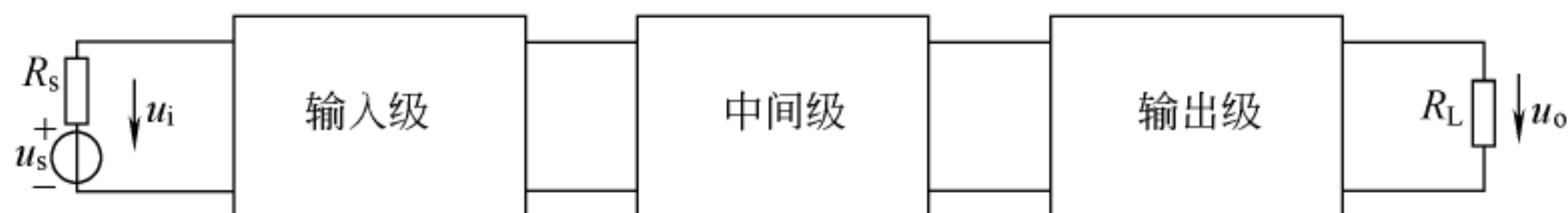


图 2.33 多级放大电路原理框图

多级放大电路的第一级称为输入级，对输入级的要求与信号源的性质有关；中间级主要是对电压信号进行放大，提供足够大的放大倍数，常由几级放大电路组成；最后一级是输出级，与负载相连，由于需要输出足够大的功率，一般为功率放大电路。

多级放大电路是由基本放大电路连接而成，级与级之间的连接，称为耦合，常见的耦合方式有阻容耦合、直接耦合、变压器耦合和光电耦合等，下面介绍前两种耦合方式。

2.4.1 阻容耦合放大电路

图 2.34 所示为两级阻容耦合共发射极放大电路，电容 C_1 、 C_2 、 C_3 将信号源、第一级、第二级与负载相连。

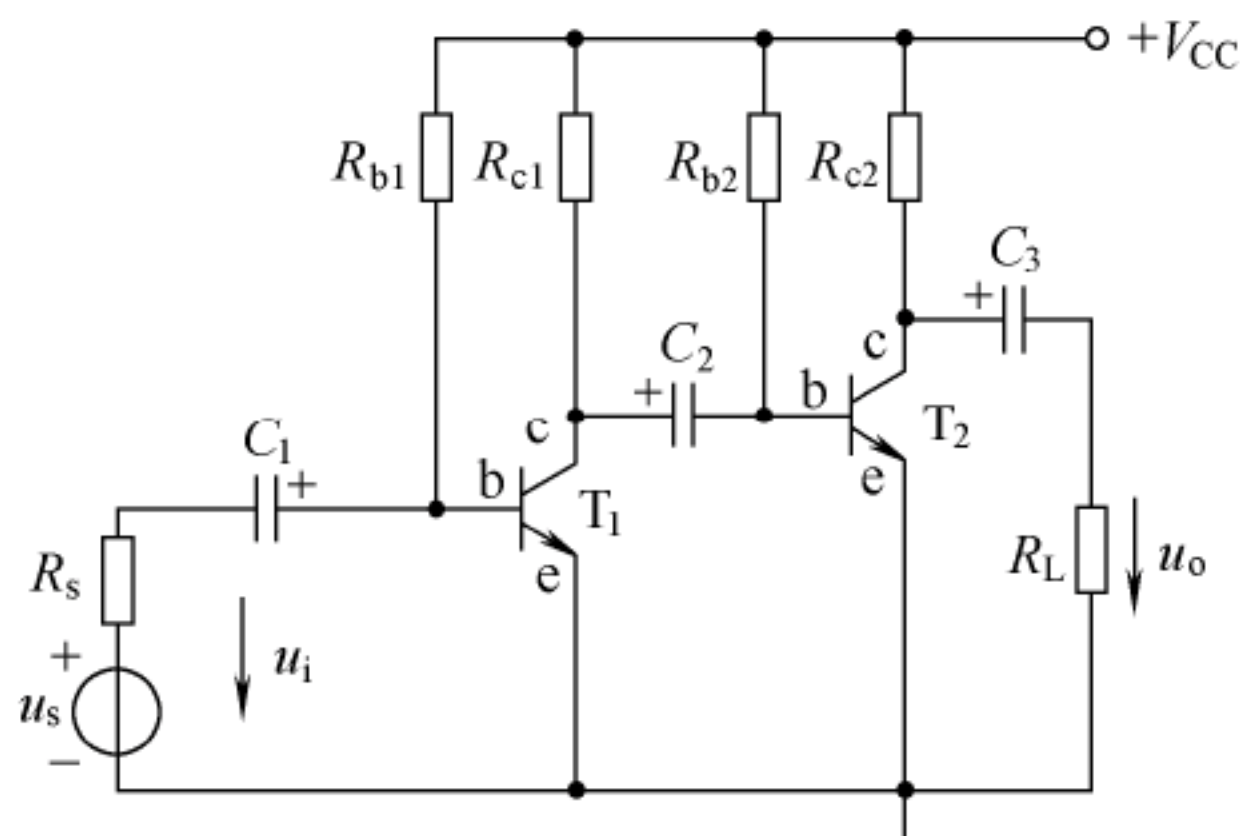


图 2.34 阻容耦合两级放大电路

将放大电路的前级输出端通过电容连接到后级输入端，称为阻容耦合。由于电容对直流的容抗为无穷大，各级间的直流通路相互独立，每级的静态工作点 Q 互不干扰，静态工作点的计算与基本放大电路相同，电路的分析、设计、调试简单易行。

阻容耦合多级放大电路的动态分析可用下述方法得到。

如图 2.35 所示为 n 级放大电路的交流等效电路框图。

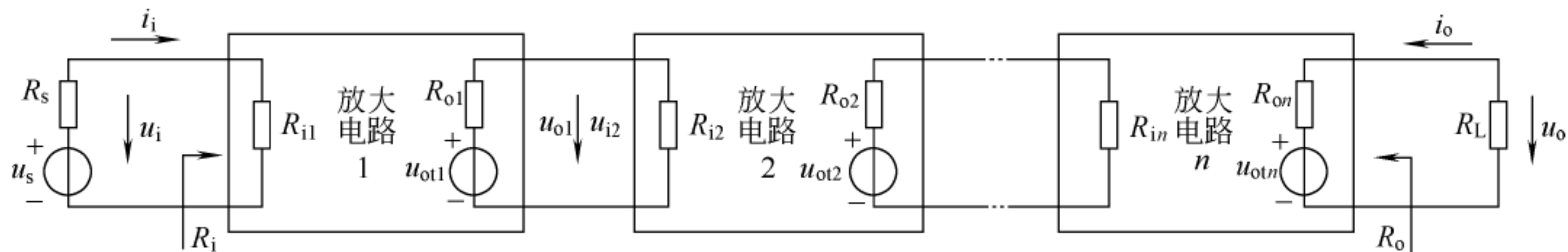


图 2.35 多级放大电路交流等效电路框图

可见，放大电路前级的输出电压就是后级的输入电压，即 $u_{o1}=u_{i2}$ ， $u_{o2}=u_{i3}$...所以，多级放大电路的电压放大倍数为

$$A_u = \frac{u_o}{u_{i1}} = \frac{u_{o1}}{u_{i1}} \cdot \frac{u_{o2}}{u_{i2}} \cdot \dots \cdot \frac{u_o}{u_{in}} = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot \dots \cdot A_{un} \quad (2-64)$$

多级放大电路的电压放大倍数等于各级放大电路电压放大倍数之积。

多级放大电路的输入电阻就是第一级放大电路的输入电阻, 即

$$R_i = R_{i1} \quad (2-65)$$

输出电阻就是多级放大电路最后一级的输出电阻, 即

$$R_o = R_{on} \quad (2-66)$$

阻容耦合放大电路不适用放大缓慢变化的信号, 对这类信号, 电容呈现的容抗很大, 信号一部分甚至全部衰减在耦合电容上, 不能向后一级传递。另外, 在集成电路中制造大容量的电容很困难, 因此, 阻容耦合方式不便于集成化, 只有在分立元件组成的放大电路中, 才采用阻容耦合方式。

【例 2-7】 如图 2.36 所示共集电极、共发射极两级放大电路。已知 $V_{CC}=12\text{V}$, $R_s=500\Omega$, $R_{b1}=300\text{k}\Omega$, $R_{e1}=3\text{k}\Omega$, $R_{b2}=15\text{k}\Omega$, $R_{b3}=5\text{k}\Omega$, $R_{c2}=2\text{k}\Omega$, $R_{e2}=2\text{k}\Omega$, $R_L=2\text{k}\Omega$, $V_{BE}=0.7\text{V}$, $\beta_1=\beta_2=50$ 。

(1) 求静态工作点 Q 。

(2) 计算电压放大倍数 A_u , 源电压放大倍数 A_{us} , 输入电阻 R_i , 输出电阻 R_o 。

解 (1) 求静态工作点 Q 。

分别画出两级放大电路的直流通路, 如图 2.36(b)所示。

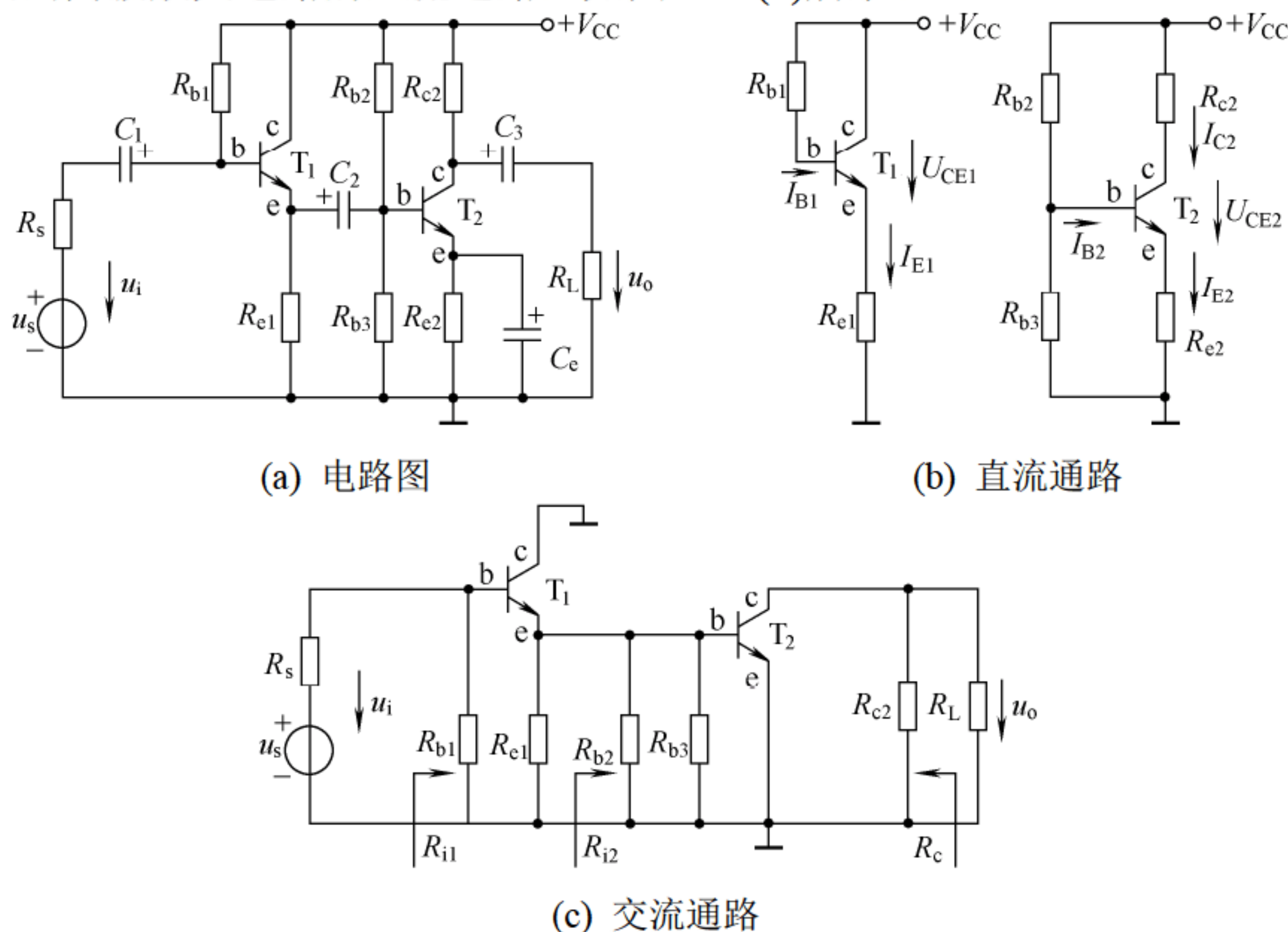


图 2.36 阻容耦合两级放大电路

$$\text{第一级: } I_{B1Q} = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_{b1} + (1 + \beta_1)R_{e1}} = \frac{12 - 0.7}{300 + 51 \times 3} = 0.025(\text{mA}) = 25(\mu\text{A})$$

$$I_{C1Q} = \beta_1 I_{B1Q} = 50 \times 0.025 = 1.25(\text{mA})$$

$$I_{E1Q} = (1 + \beta_1) I_{B1Q} = 1.3\text{mA}$$

$$U_{CE1Q} = V_{CC} - I_{E1Q} R_{e1} = 12 - 1.3 \times 3 = 8.1(\text{V})$$

$$\text{第二级: } U_{B2} = \frac{R_{b3}}{R_{b2} + R_{b3}} V_{CC} = \frac{5}{15 + 5} \times 12 = 3(\text{V})$$

直接耦合放大电路能够放大缓慢变化的信号，易于集成化，因此得到越来越广泛的应用。但由于其静态工作点相互影响，给分析、设计、调试电路带来一定困难。

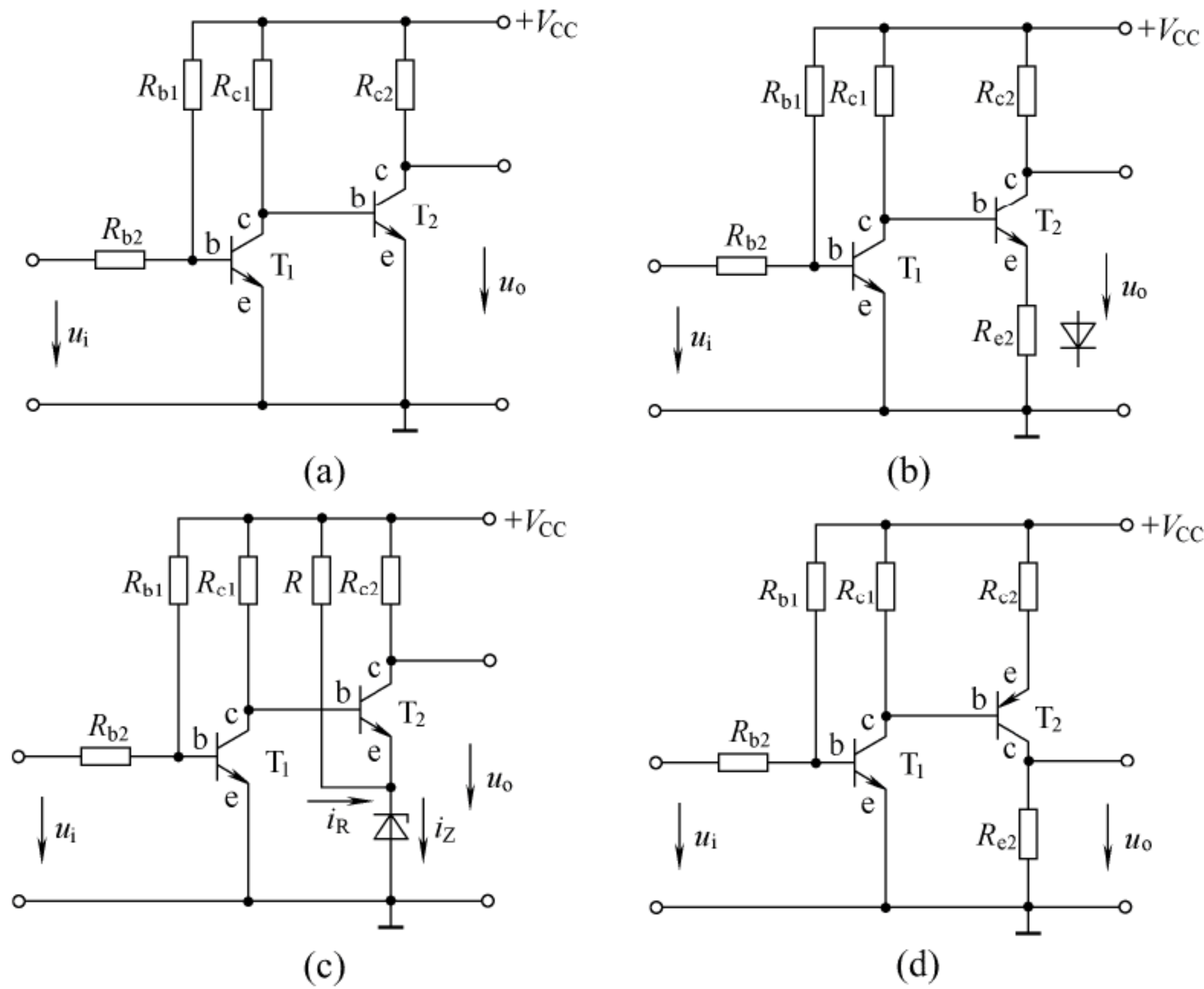


图 2.37 直接耦合两级放大电路

2. 零点漂移

在直接耦合放大电路中，若将输入信号短接($u_i=0$)，输出端仍有缓慢变化的输出信号 u_o ，如图 2.38 所示。这种现象称为零点漂移，简称零漂。

引起零漂的原因很多，如电源电压的波动、元件的老化等，但主要是由于温度对三极管参数的影响造成的，因此，也称零点漂移为温度漂移，简称温漂。

阻容耦合放大电路，由于有耦合电容隔直，前级的输出电压漂移不会传到第二级；直接耦合放大电路的前级电压漂移会直接传入后级，并进行放大，级数越多，放大倍数越大，以至无法区分信号与零漂，造成放大电路不能正常工作，因此，直接耦合放大电路必须克服零漂问题。

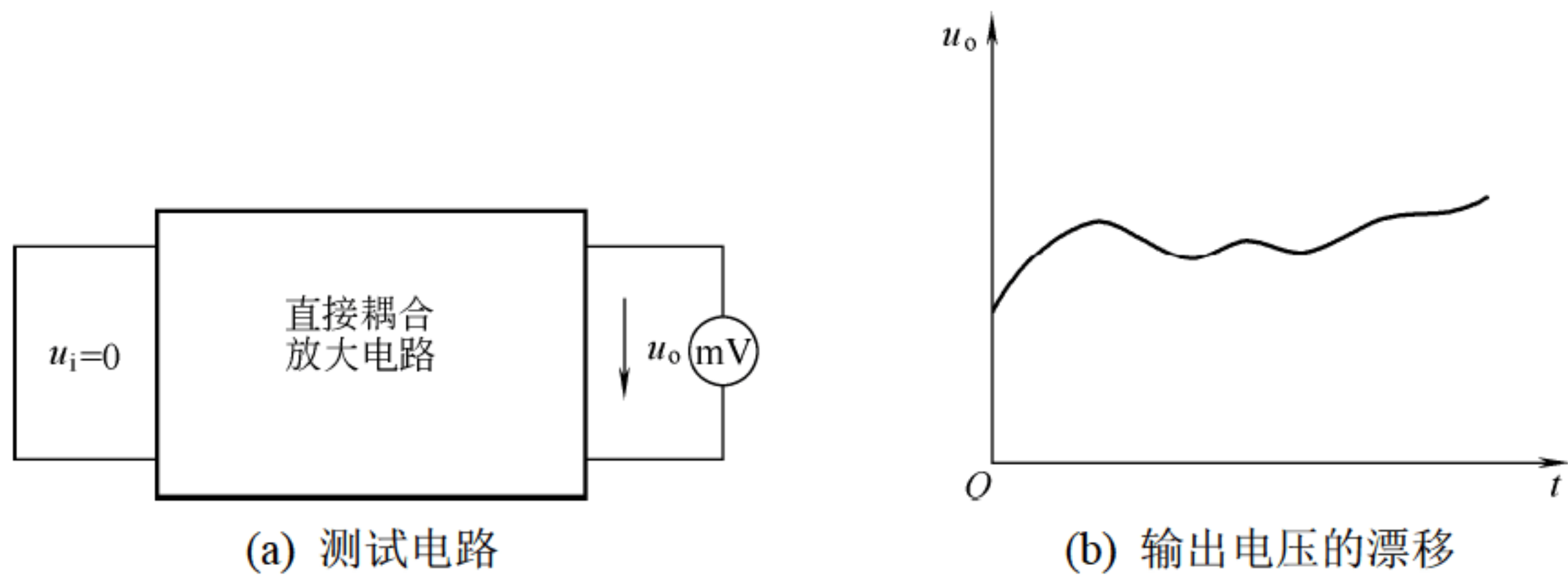


图 2.38 零点漂移现象



2.5 差分放大电路

1. 电路组成

基本差分放大电路如图 2.39 所示, 它由两个对称的共发射极放大电路通过发射极电阻直接耦合组成。晶体管 T_1 、 T_2 参数完全相同, $R_{b1}=R_{b2}=R_b$, $R_{c1}=R_{c2}=R_c$, 一般采用双电源供电, $V_{CC}=-V_{EE}$, 有两个输入端, 输入信号分别为 u_{i1} 和 u_{i2} ; 有两个输出端, 输出信号从任一个集电极取出, 称为单端输出, 分别为 u_{o1} 、 u_{o2} , 输出信号从两个集电极之间取出, 称双端输出, 输出信号 $u_o=u_{o1}-u_{o2}$ 。

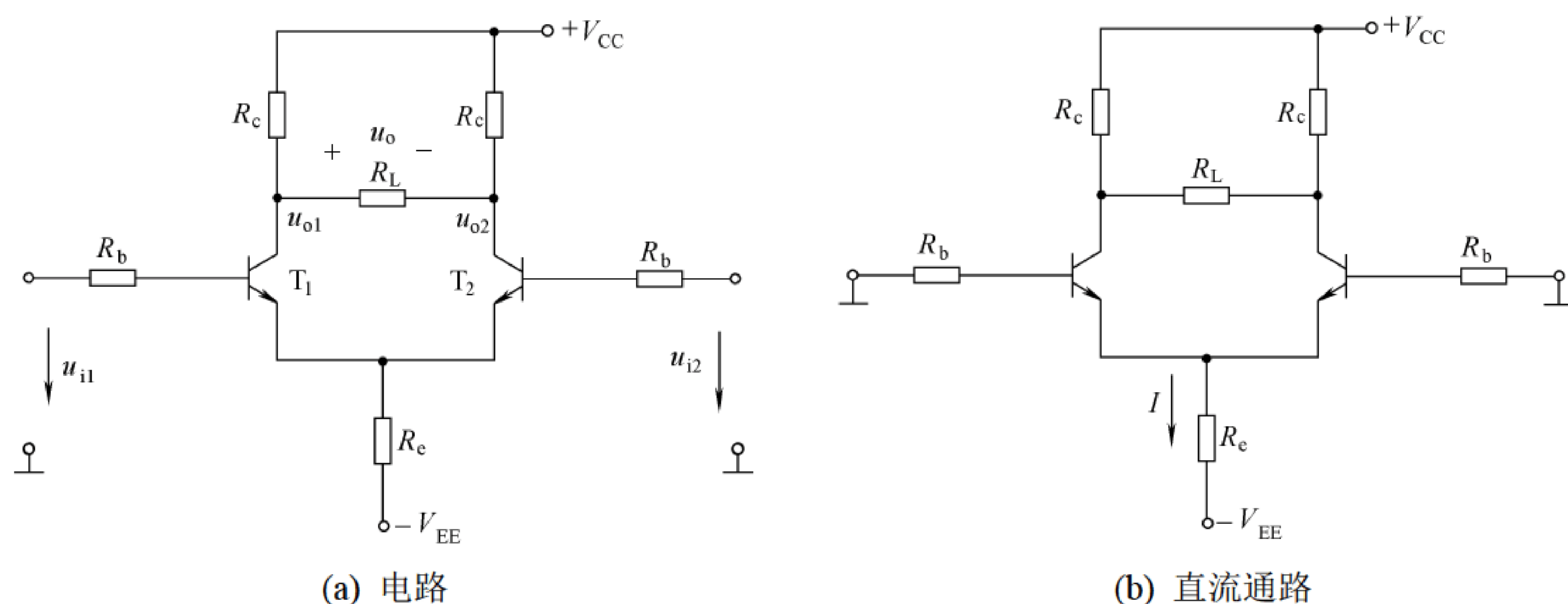


图 2.39 基本差分放大电路

2. 静态分析

静态时, 输入信号短接, $u_{i1}=u_{i2}=0$, 直流通路如图 2.39(b)所示, 由于电路完全对称, $I_{B1}=I_{B2}=I_B$, $I_{C1}=I_{C2}=I_C$, $I_{E1}=I_{E2}=I_E$, $U_{CE1}=U_{CE2}=U_{CE}$, 流经 R_e 的电流 $I=2I_E$, 根据基极回路方程:

$$I_B R_b + U_{BE} + 2I_E R_e = V_{EE} \quad (2-67)$$

通常情况下, R_b 的阻值很小, I_B 也很小, R_b 上的电压可忽略不计, 发射极电位 $U_E \approx -U_{BE}$, 则

$$I_E = \frac{V_{EE} - U_{BE}}{2R_e} \quad (2-68)$$

只要合理选择 R_e 的阻值, 并与电源 V_{EE} 相配合, 就可以设置合适的静态工作点, 由 I_E 可得 I_B 、 U_{CE} 。

$$I_B = \frac{I_E}{1 + \beta} \quad (2-69)$$

$$U_{CE} = U_C - U_E = V_{CC} - I_C R_c + U_{BE} \quad (2-70)$$

此时, $U_{C1}=U_{C2}$, $U_o=U_{C1}-U_{C2}=0$ 。即输入信号为零时, 输出信号也为零。当温度变化引起两管集电极电流变化时, 由于电路的对称性, 两管集电极电压的变化相等, 因而输出总电压为零, 所以, 差分放大电路抑制了温度引起的零点漂移, 同时, R_e 也具有稳定静态

以认为每管发射极接了一个 $2R_e$ 的电阻。

由于电路对称, 输出电压 $u_{oc1}=u_{oc2}$, 负载电阻 R_L 上的共模信号电流为零, 相当于开路, 所以, 画出交流通路如图 2.41(b) 所示。

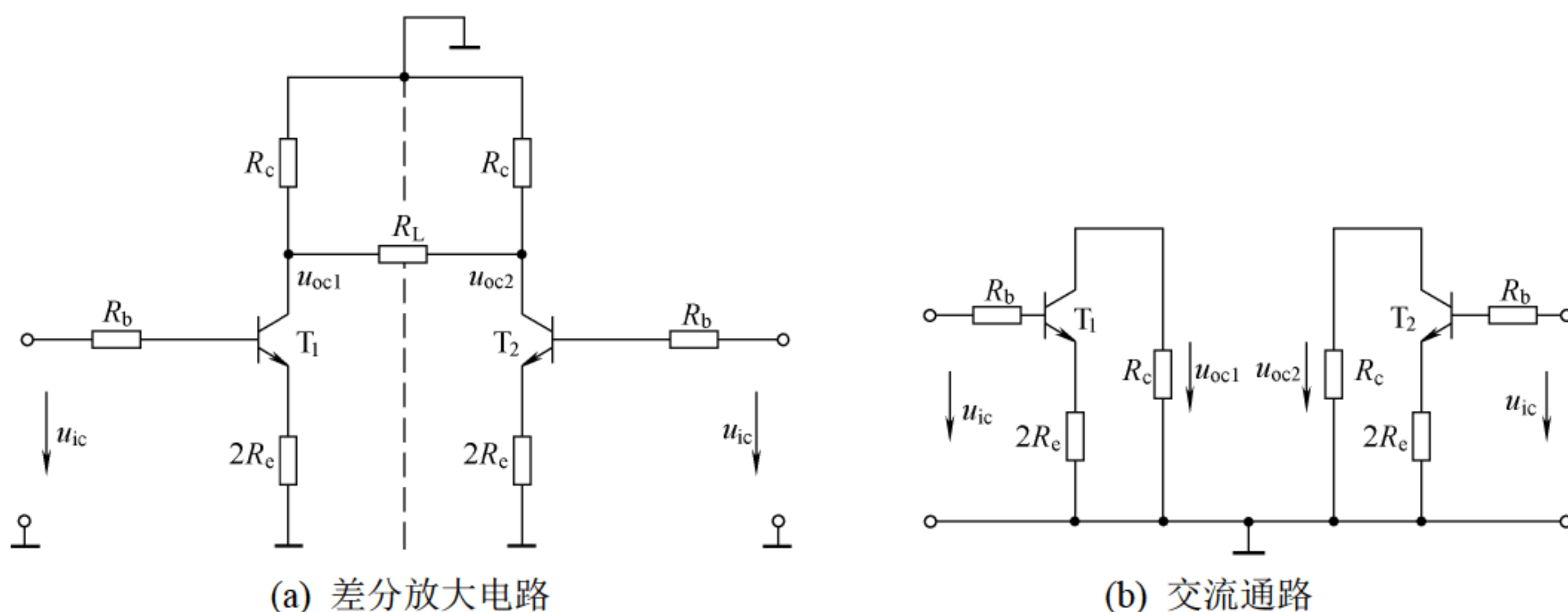


图 2.41 共模交流通路

1) 共模电压放大倍数

双端输出时, 共模电压放大倍数 A_{uc} 定义为双端共模输出电压与共模输入电压之比, 即

$$A_{uc} = \frac{u_{oc}}{u_{ic}} = \frac{u_{oc1} - u_{oc2}}{u_{ic}} \quad (2-82)$$

由于电路完全对称, $u_{oc1}=u_{oc2}$, 共模电压放大倍数 $A_{uc}=0$ 。

温度变化或电源电压波动引起的两管集电极电流的变化, 可等效为在输入端加入了共模输入信号, 输入信号中相同的干扰信号也可视为共模信号。

双端输出时, $A_{uc}=0$, 说明差分放大电路对共模信号有很强的抑制作用。

单端输出时, 每管的负载电阻为 R_L , 共模电压放大倍数 A_{uc1} 、 A_{uc2} 定义为单端共模输出电压与共模输入电压之比, 即

$$A_{uc1} = A_{uc2} = \frac{u_{oc1}}{u_{ic}} = \frac{u_{oc2}}{u_{ic}} = - \frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be} + (1 + \beta) \cdot 2R_e} \quad (2-83)$$

一般情况下, $(1 + \beta) \cdot 2R_e \gg (R_b + r_{be})$, 上式可简化为

$$A_{uc1} = A_{uc2} = - \frac{\beta(R_c // R_L)}{(1 + \beta) \cdot 2R_e} = - \frac{R'_L}{2R_e} \quad (R'_L = R_c // R_L) \quad (2-84)$$

实际电路中, $2R_e > R'_L$, $A_{uc1} < 1$, 说明差分放大电路对共模信号没有放大作用, R_e 越大, A_{uc1} 越小, 对共模信号的抑制能力越强。

2) 共模输入电阻

从两输入端看进去的共模输入电阻为两单管放大电路输入电阻的并联。

$$R_{ic} = \frac{1}{2} [R_b + r_{be} + (1 + \beta) \cdot 2R_e] \quad (2-85)$$



通常 R_e 在几千欧以上, 共模输入电阻比差模输入电阻大很多。

3) 共模输出电阻

双端输出时:

$$R_{oc} = 2R_c \quad (2-86)$$

单端输出时:

$$R_{oc1} = R_{oc2} = R_c \quad (2-87)$$

对于差分放大电路, 由于输入信号中既有差模信号又有共模信号, 输出信号也由两部分组成:

$$u_o = u_{id}A_{ud} + u_{ic}A_{uc} \quad (2-88)$$

6. 共模抑制比

共模抑制比定义为差模电压放大倍数 A_{ud} 与共模电压放大倍数 A_{uc} 之比的绝对值, 即

$$CMR = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| \quad (2-89)$$

或用分贝表示为

$$CMR(dB) = 20 \lg \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| \quad (2-90)$$

共模抑制比越大, 表示差分放大电路对共模信号的抑制作用越强。一般差分放大电路的 CMR 约为 60dB, 较好的可达 120dB。

电路完全对称时, 若采用双端输出, 由于 $A_{uc} \approx 0$, CMR 趋于无穷大; 若采用单端输出, 根据式(2-77)和式(2-83)可得

$$CMR = \left| \frac{A_{ud1}}{A_{uc1}} \right| \approx \frac{\beta R_e}{R_b + r_{be}} \quad (2-91)$$

由上式可见, 为了提高电路对共模信号的抑制能力, 必须提高 R_e , 因此, 常采用直流电阻小、交流电阻大的电流源代替 R_e , 如图 2.42 所示, 其中 R_p 为调零电位器。

调节 R_p 可改变两管的静态工作点, 用以解决由于两边电路不对称而造成的输入为零、输出不为零的现象。 R_p 约为几十到几百欧姆。

7. 传输特性

传输特性是描述差分放大电路输出信号随差模输入信号变化的规律。图 2.39 所示差分放大电路的传输特性如图 2.43 所示。中间一段差模输入电压与输出电压是线性关系, 其斜率就是差分放大电路的差模电压放大倍数。输入信号过大, 输出就会产生失真, 若再增大输入信号, 则输出信号趋于恒值, 数值由电源电压决定。

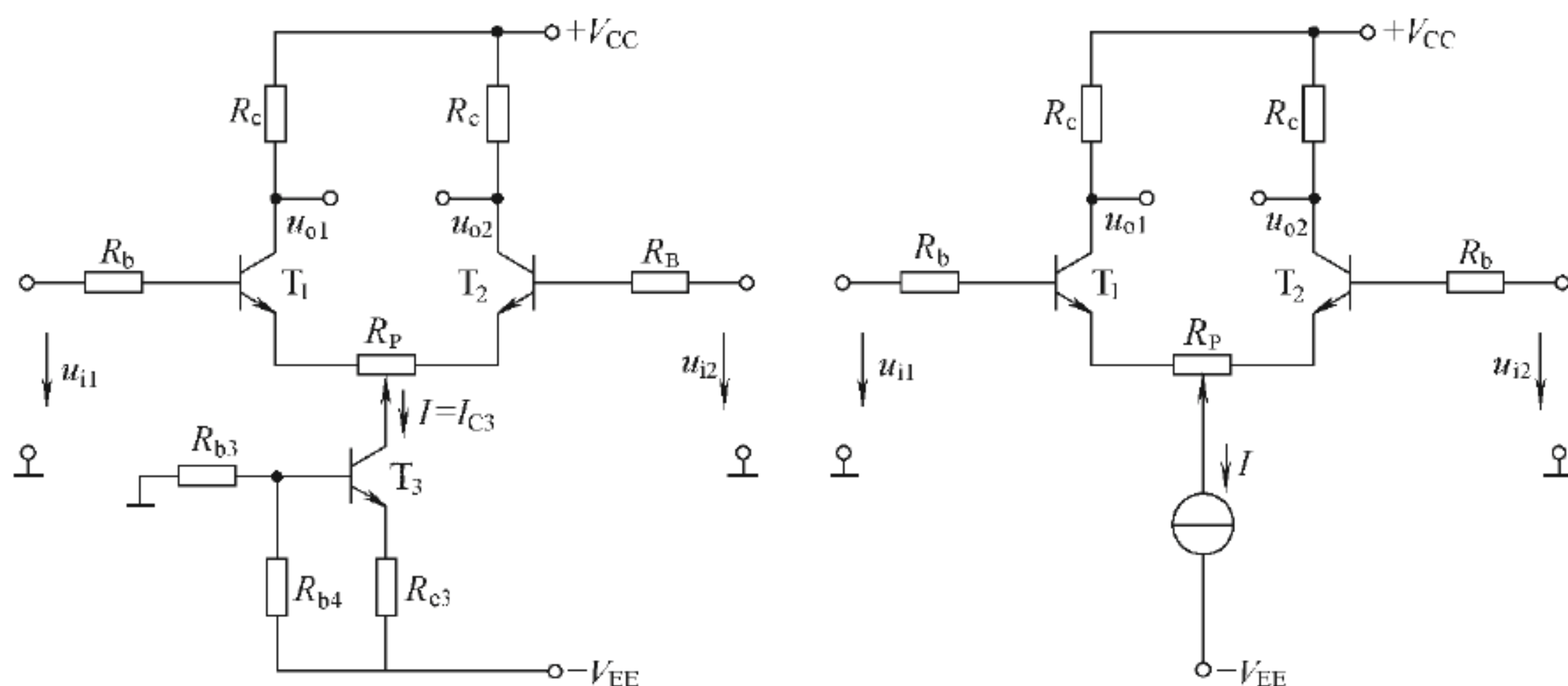


图 2.42 具有恒流源偏置的差分放大电路

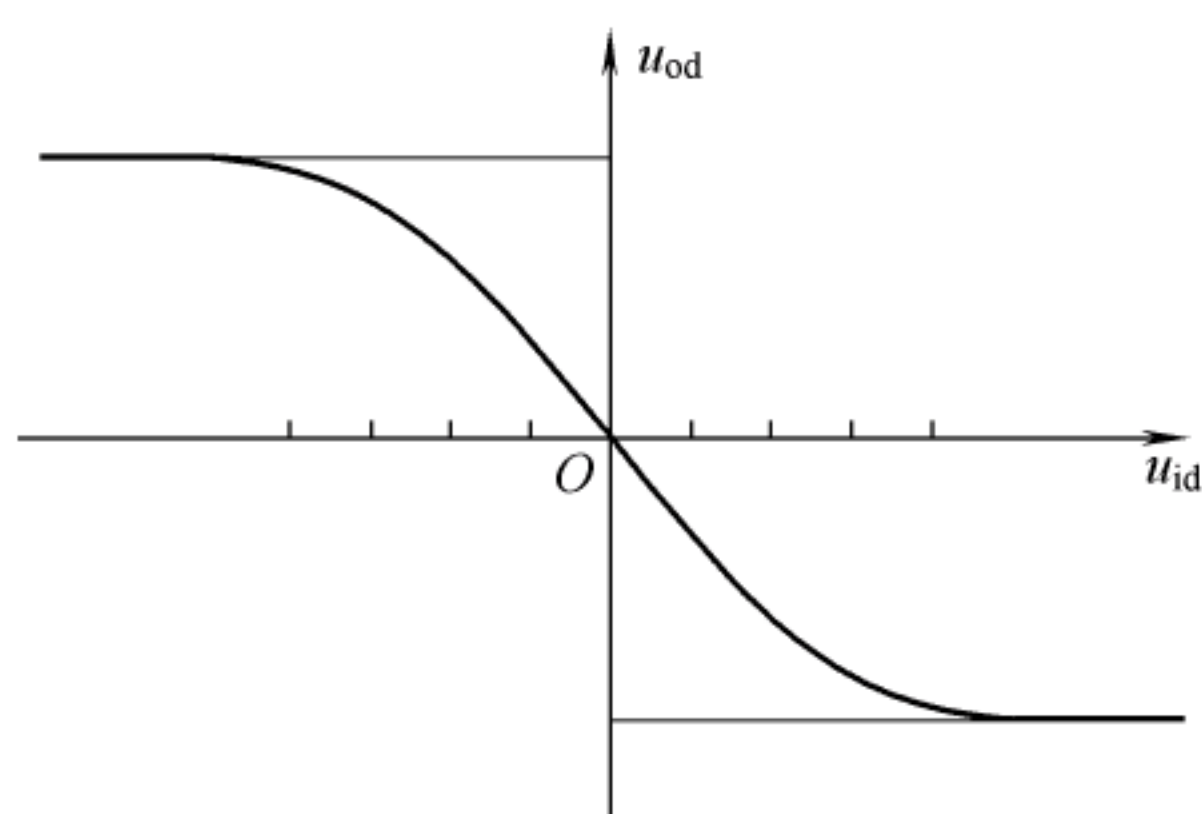


图 2.43 差分放大电路传输特性

总结上述分析, 差分放大电路按输入、输出方式不同组成四种典型电路, 其性能指标列于表 2.2 中。

【例 2-8】 如图 2.39 所示放大电路, 已知 $V_{CC}=V_{EE}=15\text{V}$, $R_b=5.1\text{k}\Omega$, $R_c=R_L=10\text{k}\Omega$, $R_e=14.3\text{k}\Omega$, $V_{BE}=0.7\text{V}$, $\beta=50$ 。

- (1) 求静态工作点 Q 和 r_{be} 。
- (2) 求双端输出时的差模电压放大倍数 A_{ud} 。
- (3) 单端输出时, R_L 接在 T_1 管集电极与地之间, 计算差模电压放大倍数 A_{ud1} , 共模电压放大倍数 A_{uc1} 和共模抑制比 CMR 。
- (4) 当 $u_{i1}=5\text{mV}$, $u_{i2}=1\text{mV}$, R_L 接在 T_1 管集电极与地之间, 求单端输出时的总电压 u_{o1} 。

解 (1) 求静态工作点 Q 和 r_{be} 。

$$I_{EQ} = \frac{V_{EE} - U_{BE}}{2R_e} = \frac{15 - 0.7}{2 \times 14.3} = 0.5(\text{mA})$$

$$I_{C1Q} = I_{C2Q} \approx I_{EQ} = 0.5\text{mA}$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1 + \beta} = \frac{0.5}{1 + 50} = 10(\mu\text{A})$$

$$U_{CE1Q} = U_{CE2Q} = V_{CC} - I_{CQ}R_c + U_{BE} = 15 - 0.5 \times 10 + 0.7 = 10.7(\text{V})$$

表 2.2 四种典型的差分放大电路的性能指标

输出方式	双端输出		单端输出	
	双端输入	单端输入	双端输入	单端输入
电路				
差模电压增益 A_{ud}	$A_{ud} = \frac{-\beta \left(R_c // \frac{R_L}{2} \right)}{R_b + r_{be}}$		$A_{ud} = \frac{\beta(R_c // R_L)}{2(R_b + r_{be})}$	
共模电压增益 A_{uc}	$A_{uc} \rightarrow 0$		$A_{uc} \approx \frac{-(R_c // R_L)}{2R_e}$	
共模抑制比 CMR	$\text{CMR} \rightarrow \infty$		$\text{CMR} \approx \beta R_e / (R_b + r_{be})$	
差模输入电阻 R_{id}	$R_{id} = 2(R_b + r_{be})$		$R_{id} = 2(R_b + r_{be})$	
共模输入电阻 R_{ic}	$R_{ic} = \frac{1}{2}[R_b + r_{be} + (1 + \beta)2R_e]$		$R_{ic} = \frac{1}{2}[R_b + r_{be} + (1 + \beta)2R_e]$	
输出电阻 R_o	$R_o = 2R_c$		$R_o = R_c$	
用途	适用于输入、输出都不需要接地，对称输入、对称输出的场合	适用于单端输入转换为双端输出的场合	适用于双端输入转换为单端输出的场合	适用于输入、输出都需要接地的场合

$$r_{be} = r_{be1} = r_{be2} = 200 + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}} = 200 + \frac{51 \times 26}{0.5} = 2.85(\text{k}\Omega)$$

(2) 双端输出时的差模电压放大倍数。

$$A_{ud} = -\frac{\beta \left(R_c // \frac{R_L}{2} \right)}{R_b + r_{be}} = -\frac{50 \times 3.3}{5.1 + 2.85} = -20.8$$

(3) 单端输出时的差模电压放大倍数。

$$A_{ud1} = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{2(R_b + r_{be})} = -\frac{50 \times 5}{2 \times (5.1 + 2.85)} = -15.7$$

单端输出时的共模电压放大倍数。

$$A_{uc1} = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be} + (1 + \beta) \cdot 2R_e} = -\frac{50 \times 5}{5.1 + 2.85 + 51 \times 2 \times 14.3} = -0.17$$

$$\text{共模抑制比} \quad \text{CMR} = \left| \frac{A_{ud1}}{A_{uc1}} \right| = \left| \frac{-15.7}{-0.17} \right| = 92.4$$

(4) 求 $u_{i1}=5\text{mV}$, $u_{i2}=1\text{mV}$ 时的总电压 u_{o1} 。

$$u_{id} = u_{i1} - u_{i2} = 5 - 1 = 4(\text{mV})$$

$$u_{ic} = \frac{u_{i1} + u_{i2}}{2} = \frac{5 + 1}{2} = 3(\text{mV})$$

$$u_{o1} = u_{id} A_{ud1} + u_{ic} A_{uc1} = 4 \times (-15.7) + 3 \times (-0.17) = -63.3(\text{mV})$$

2.6 功率放大电路

功率放大电路位于多级放大电路的末级, 为了推动负载, 希望提供尽可能大的功率, 如使扬声器发声、电动机转动、指针偏转等。这种能够输出足够功率的大信号放大电路称为功率放大电路。功率放大电路与电压放大电路在本质上没有什么区别, 但也有不同的地方, 电压放大电路工作在小信号状态, 主要是不失真地放大电压信号, 要求有较高的电压放大倍数。功率放大电路工作在大信号状态, 要求在低功耗的条件下, 提供失真小、输出大的功率信号。分析电路时, 小信号的微变等效电路法已不适用, 应采用图解法。

2.6.1 功率放大电路的一般问题

1. 对功率放大电路的要求

1) 输出功率要大

为了获得较大的输出功率, 功率放大管往往工作在极限状态, 集电极电流接近 I_{CM} , 管压降最大时接近 $U_{(BR)CEO}$, 耗散功率接近 P_{CM} , 因此, 必须保证管子的安全。

2) 非线性失真要小

功率放大电路工作在大信号状态下, 不可避免地会产生非线性失真, 应尽可能地减少失真。

3) 效率要高

功率放大电路必须讲究效率, 要以低的电源消耗换取尽可能大的信号功率。所谓效率



是指输出功率与直流电源供给功率之比。效率低,意味着消耗在电路内部的能量多,这部分能量转换成热能,使功放管等元件温度升高,造成电路自身的不稳定,甚至损坏管子。功放管的散热与负载的匹配也是需要注意的问题。

2. 功率放大电路的分类

如图 2.44(a)所示放大电路,静态工作点 Q 设置在交流负载线的中间,在整个信号周期内,三极管都有电流流过,称为甲类功率放大电路。无输入信号时,电源提供的功率全部消耗在功放管和电阻上,以集电结损耗为主;有信号输入时,电源一部分功率转换为有用的输出功率,信号越大,输出功率也越大,集电结的损耗也就越小。可以证明,甲类功率放大电路的最高效率只有 50%。

如果把静态工作点 Q 设置得低一点,使静态电流小一些,管耗就小,效率就可提高。如图 2.44(b)所示为甲乙类功率放大电路。

如图 2.44(c)所示,把静态工作点 Q 降到最低,使集电极静态电流 $I_{CQ}=0$,在输入信号的整个周期内,三极管只有半个周期有电流流过,称乙类功率放大电路。由于 $I_{CQ}=0$,静态时,电源供给功率为零,管耗为零。这种功率放大电路的效率最高,但波形失真最大。

为了解决效率和失真的矛盾,必须改变电路结构,乙类互补对称功率放大电路就可以解决这个问题。

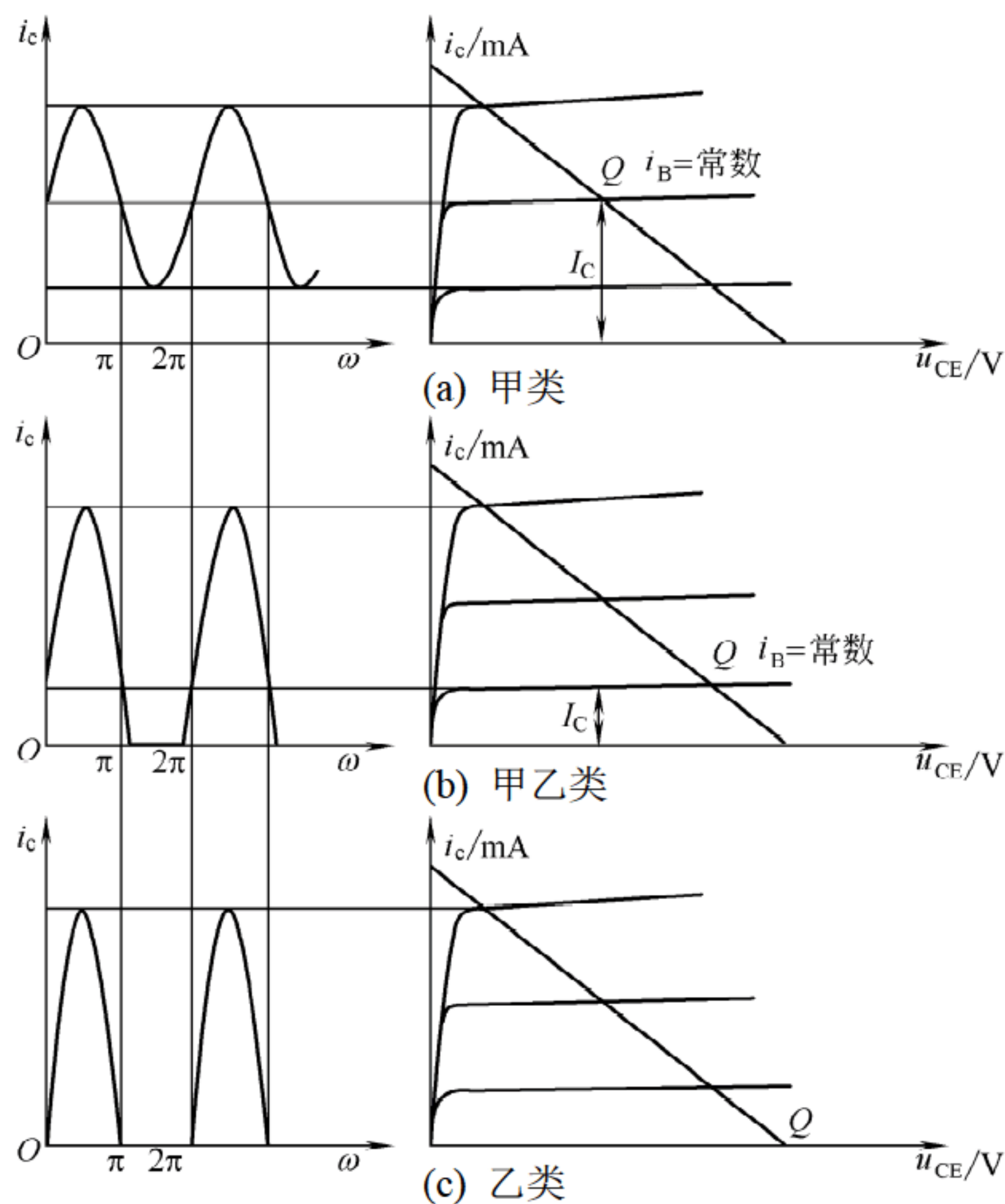


图 2.44 功率放大电路的分类

2.6.2 互补对称功率放大电路

1. 乙类双电源互补对称功率放大电路(OCL)

乙类双电源互补对称功率放大电路, 又称无输出电容的功率放大电路, 简称 OCL(Output Capacitor Less)。

1) 电路组成和工作原理

如图 2.45 所示, T_1 、 T_2 管参数相同, T_1 管为 NPN 型, T_2 管为 PNP 型, 两管直接耦合成共集电极放大电路, 输入信号从两管基极接入, 输出信号从两管发射极接出, R_L 为负载, 由正、负双电源供电。

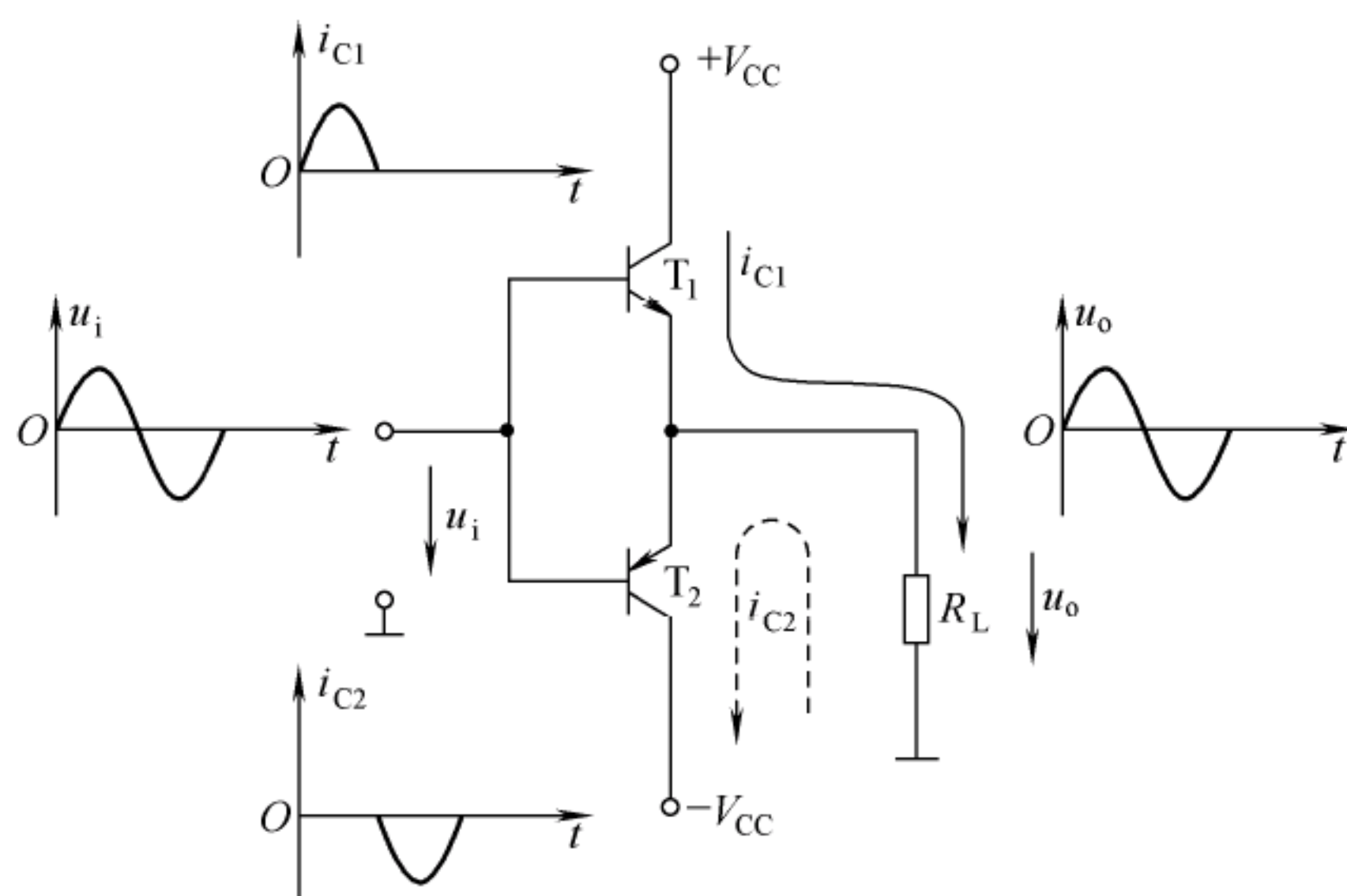


图 2.45 双电源乙类互补对称功率放大电路

静态时, $u_i=0$, T_1 、 T_2 管均截止, $I_B=0$, $I_C=0$, 两管处于乙类工作状态。

动态时, $u_i \neq 0$, 设输入信号为正弦波。当 $u_i > 0$ 时, T_1 管导通, T_2 管截止, 正电源供电, 电流如图 2.45 实线所示, 电路为射极输出形式, $u_o \approx u_i$, 为信号的正半周。当 $u_i < 0$ 时, T_1 管截止, T_2 管导通, 负电源供电, 电流如图 2.45 虚线所示, 电路为射极输出形式, $u_o \approx u_i$, 为信号的负半周。

可见, T_1 、 T_2 管在一个周期内轮流导通, 交替工作, 相互补充, 使输出信号 u_o 取得完整波形, 因而称为互补对称电路。

电路采用共集电极放大电路可以提高输入电阻和带负载能力。一般常见的负载如扬声器、电动机等阻值均不大, 扬声器的阻值为 4Ω 、 8Ω 、 16Ω 几种, 射极跟随器没有电压放大能力, $A_u=1$, 但能放大电流, 可以进行功率放大, 输入电阻大, 输出电阻小, 可以很好地与负载匹配。

2) 分析计算

电路图解分析如图 2.46 所示。静态工作点 Q 在横轴上, 若输入信号为正弦波, 输出信号 $u_o = U_{om} \sin \omega t$, $i_o = \frac{U_{om}}{R_L} \sin \omega t$, 最大输出电压幅度等于电源电压减去三极管饱和压降,

即 $U_{om(max)} = V_{CC} - U_{CES}$ 。

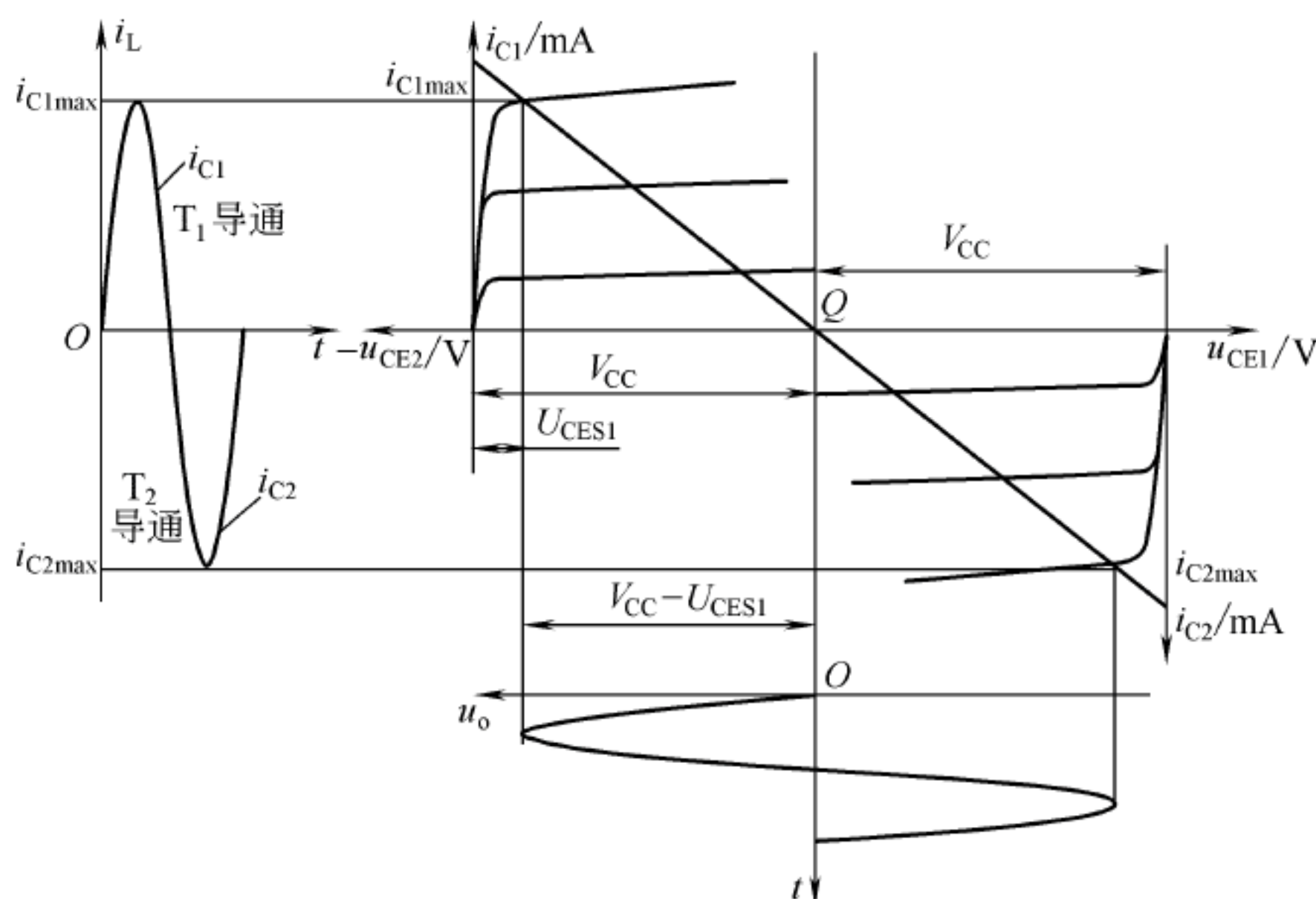


图 2.46 乙类互补对称放大电路图解分析

(1) 输出功率 P_o 。

输出功率为输出电压有效值 U_o 与输出电流有效值 I_o 的乘积，即

$$P_o = U_o I_o = \left(\frac{U_{om}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_L} = \frac{U_{om}^2}{2R_L} \quad (2-92)$$

不计饱和压降 U_{CES} ，最大输出功率为

$$P_{om} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \quad (2-93)$$

(2) 电源提供的功率 P_E 。

电源提供的功率为电源电压与电源平均电流的乘积。输入为正弦信号时，两个管子轮流工作半个周期，集电极电流流过电源，每管集电极电流的幅值为 $\frac{U_{om}}{R_L}$ ，平均值为 $\frac{U_{om}}{\pi R_L}$ ，因此，每个电源提供的功率为

$$P_{E1} = P_{E2} = V_{CC} \times \frac{U_{om}}{\pi R_L} \quad (2-94)$$

两个电源提供的总功率

$$P_E = P_{E1} + P_{E2} = \frac{2V_{CC}U_{om}}{\pi R_L} \quad (2-95)$$

(3) 效率 η 。

效率为负载得到的输出功率 P_o 与电源提供的功率 P_E 的比值，即

$$\eta = \frac{P_o}{P_E} = \frac{\frac{U_{om}^2}{2R_L}}{\frac{2V_{CC}U_{om}}{\pi R_L}} = \frac{\pi U_{om}}{4V_{CC}} \quad (2-96)$$



(2) 功放管应满足下列条件:

$$P_{CM} \geq 0.2P_{om} = 0.2 \times 9 = 1.8(\text{W})$$

$$I_{CM} \geq \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{12}{8} = 1.5(\text{A})$$

$$U_{(BE)CEO} \geq 2V_{CC} = 2 \times 12 = 24(\text{V})$$

2. 甲乙类互补对称功率放大电路

在分析乙类互补对称功率放大电路时, 忽略了三极管发射结的导通电压 $U_{BE(on)}$, 当输入信号 $|u_i| < U_{BE(on)}$, 三极管处于截止状态, 输出电流、电压均为零, 使输出波形在正、负半周交接处出现失真, 这种失真称为交越失真, 如图 2.47 所示。

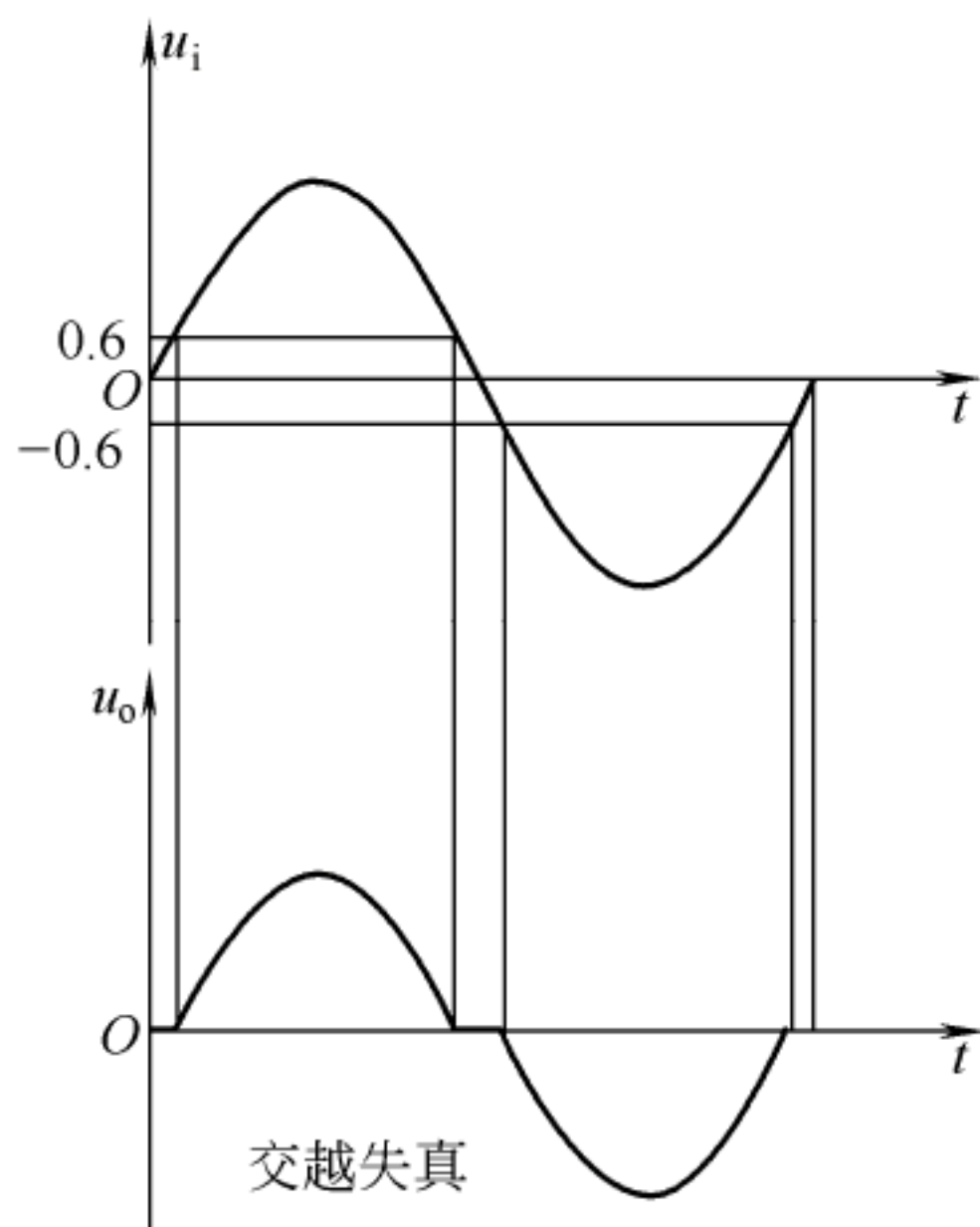


图 2.47 交越失真

为了消除交越失真, 静态时, 给每只管子提供一个能消除交越失真的正向偏置电压, 使两管处于微导通状态, 电路处于甲乙类工作状态, 因而, 称为甲乙类互补对称功率放大电路, 如图 2.48 所示。

在图 2.48(a)中, 二极管 D_1 、 D_2 组成偏置电路, 为 T_1 、 T_2 管提供偏置电压。在图 2.48(b)中, R_3 、 R_4 、 T_3 为 T_1 、 T_2 管提供偏置电压, 可以算出 $U_{CE3} = \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)U_{BE3}$, 调节 R_3 、 R_4 的值, 就可调整 T_1 、 T_2 的偏置电压, 消除交越失真。

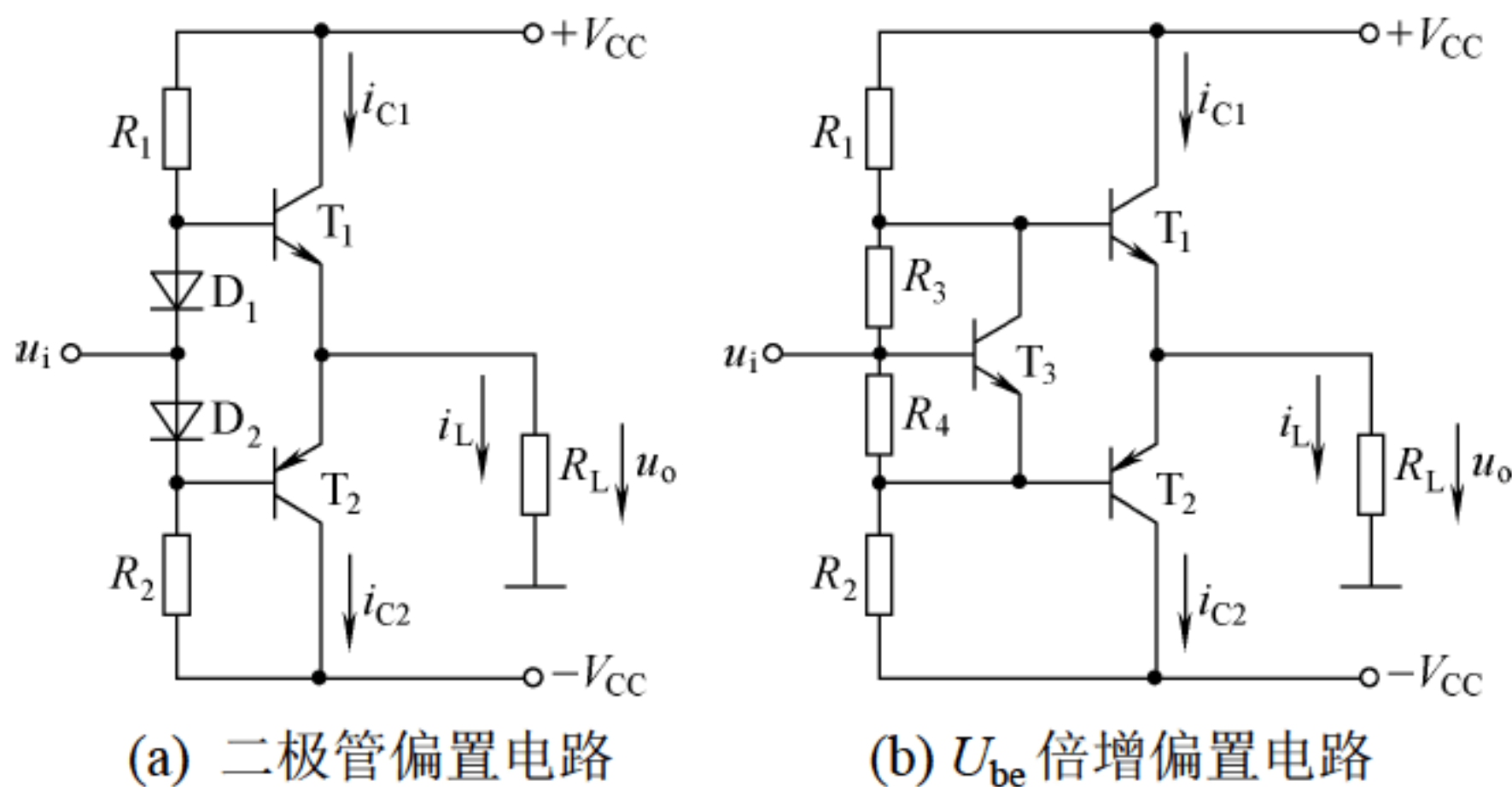


图 2.48 甲乙类互补对称功率放大电路

3. 单电源互补对称功率放大电路(OTL)

如图 2.49 所示, 为单电源互补对称功率放大电路, 电路采用单电源供电, 输出端通过大耦合电容 C_L 与负载 R_L 相连。工作原理与乙类互补对称功率放大电路相同, 因电路中采用电容耦合, 称为无输出变压器的功率放大电路, 简称 OTL(Output Transformer Less)。

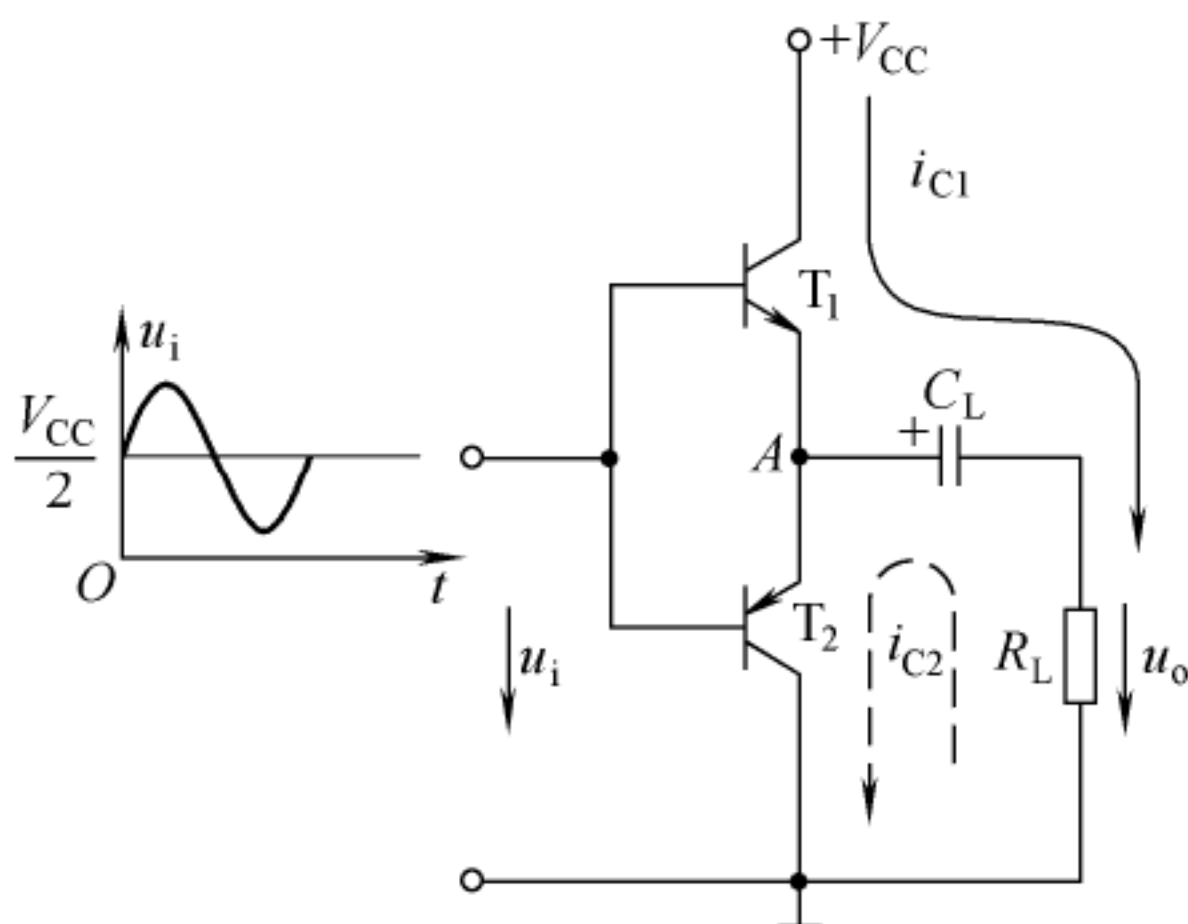


图 2.49 单电源互补对称功率放大电路

静态时, 两管参数相同, 中点电位 $V_A = \frac{1}{2}V_{CC}$ 。

动态时, $u_i > 0$, T_1 管导通, T_2 管截止, 电源 V_{CC} 向 C_L 充电, 并在 R_L 两端输出正半周波形; $u_i < 0$, T_1 管截止, T_2 管导通, C_L 向 T_2 放电, 并在 R_L 两端输出负半周波形, 只要 C_L 的容量足够大, 放电时间常数 $R_L C_L$ 远大于输入信号的周期, 就可以认为电容 C_L 两端的电压近似不变, 为 $\frac{V_{CC}}{2}$ 。 T_1 、 T_2 两管的电源电压都是 $\frac{V_{CC}}{2}$, 前面讨论 OCL 电路的计算公式 P_o 、 P_E 、 η 等, 只需用 $\frac{V_{CC}}{2}$ 代替式中 V_{CC} 即可使用。

4. 采用复合管的互补对称功率放大电路

功率放大电路的输出电流一般很大, 普通三极管的电流放大倍数难以做到, 一般用复合管来解决。复合管就是把两个或两个以上的三极管适当地连接起来等效成一个三极管。

如图 2.50 所示为两个三极管组成复合管的四种形式。图 2.50(a)、(b)为两个同类型的三极管构成的复合管, 图 2.50(c)、(d)为两个不同类型的三极管构成的复合管。 T_1 一般为小功率管, 称为推动管, T_2 一般为大功率管, 称为输出管, 输出功率的大小由 T_2 决定。

可见, 复合管的类型与第一个三极管相同, 电流放大倍数近似等于两个三极管的电流放大倍数的乘积, 即

$$\beta = \beta_1 \cdot \beta_2 \quad (2-102)$$

构成复合管时, 两个三极管必须处于放大状态, 第一个管子的集电极或发射极电流作为第二个管子的基极电流。

实际工作中, 寻找两个不同类型的大功率管是很困难的, 集成工艺也不易做到。如图 2.51 所示电路, T_1 、 T_2 复合成 NPN 型管, T_3 、 T_4 复合成 PNP 型管, T_2 、 T_4 采用了同类型的大功率管, 这种输出管为同一类型管的电路称为准互补电路。

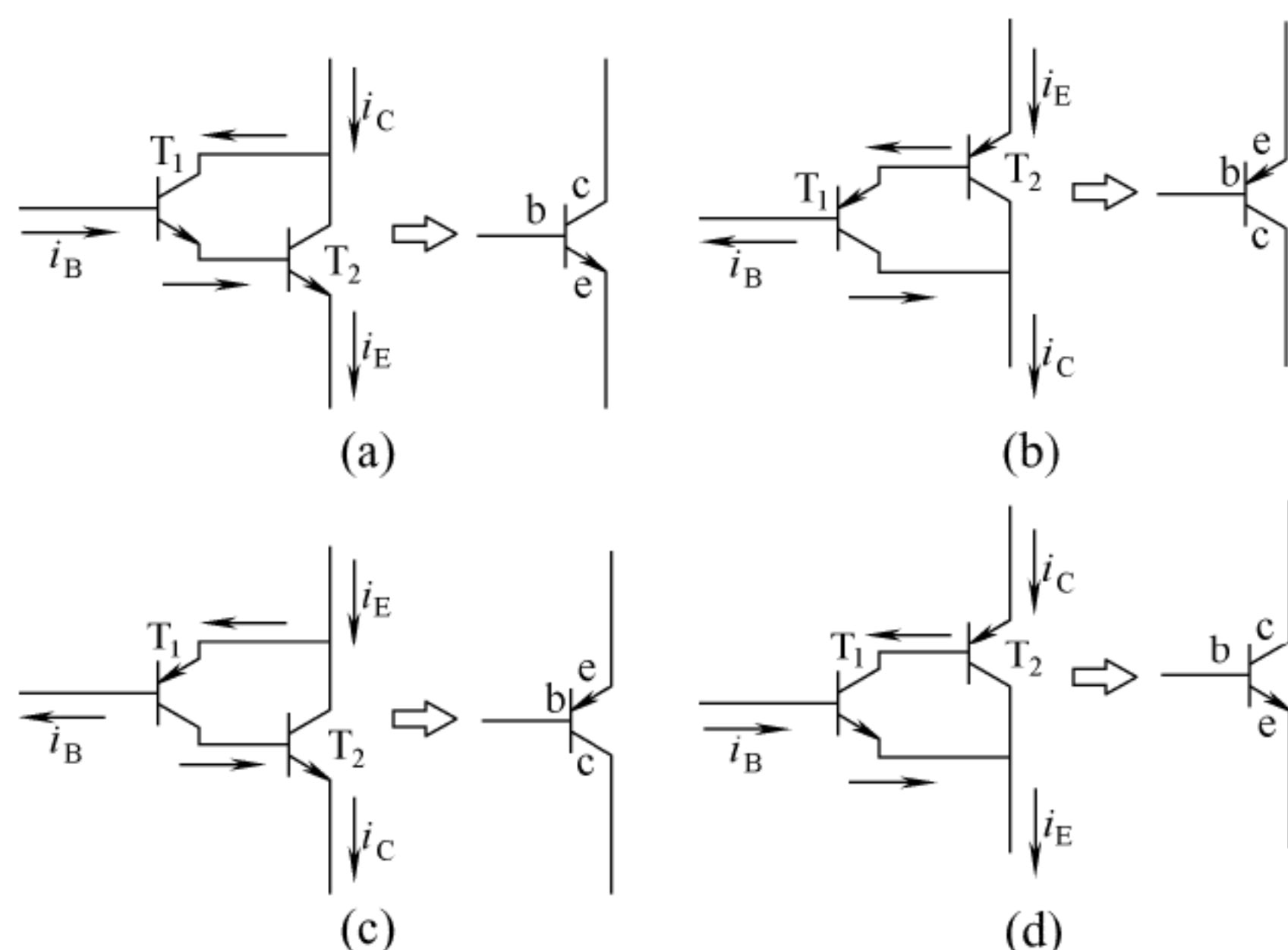


图 2.50 复合管

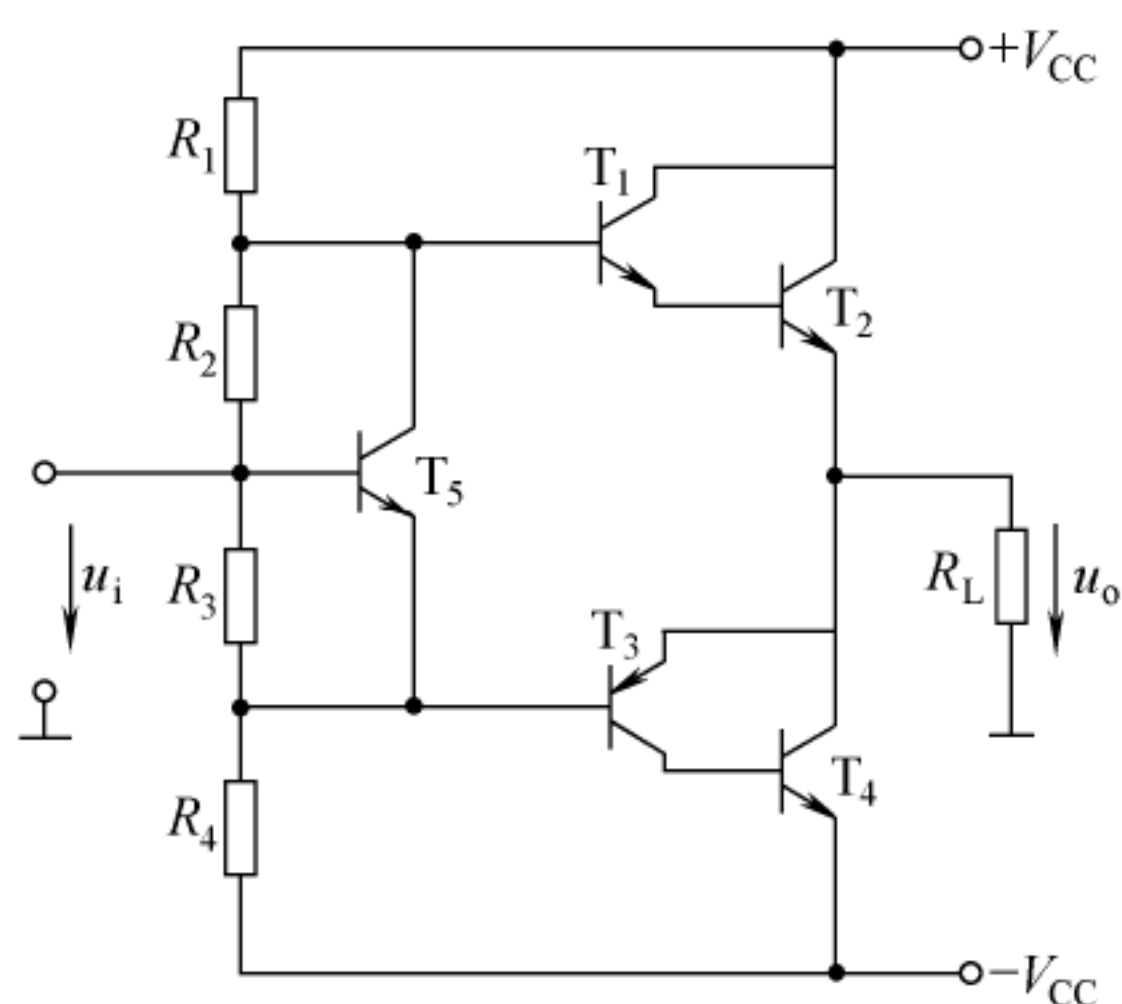


图 2.51 采用复合管的互补对称功率放大电路

2.7 放大电路的频率特性

2.7.1 阻容耦合放大电路的频率特性

以前我们在分析放大电路的性能指标时,忽略了电路中电抗元件的影响,认为电压放大倍数 A_u 与频率无关。实际上,放大电路中的耦合电容、旁路电容以及晶体管的结电容、电路的分布电容,在不同频率信号作用下,容抗($X_C=1/\omega C$)随频率而变化。当信号频率超过一定范围时, A_u 的幅值及相位差都会显著变化,即 A_u 为频率的函数,称为放大电路的频率特性或频率响应。 A_u 可用复数表示为

$$\dot{A}_u(j\omega) = A_u(\omega)e^{j\varphi(\omega)} = A_u(\omega)\angle\varphi(\omega) \quad (2-103)$$

式中, $A_u(\omega)$ 表示电压放大倍数的幅值与频率的关系,称为幅频特性; $\varphi(\omega)$ 表示输出电压与输入电压相位差与频率的关系,称为相频特性。

以单级共发射极放大电路为例,图 2.52(a)画出了阻容耦合共射放大电路的实际电容, C_{bc} 、 C_{be} 为三极管的结电容,分布电容未画出。图 2.52(b)为其交流通路, C_i 、 C_o 分别为三

极管结电容和分布电容等效到输入端、输出端的等效电容, 容值很小, 约为几皮法到几百皮法, 其频率特性曲线如图 2.53 所示。

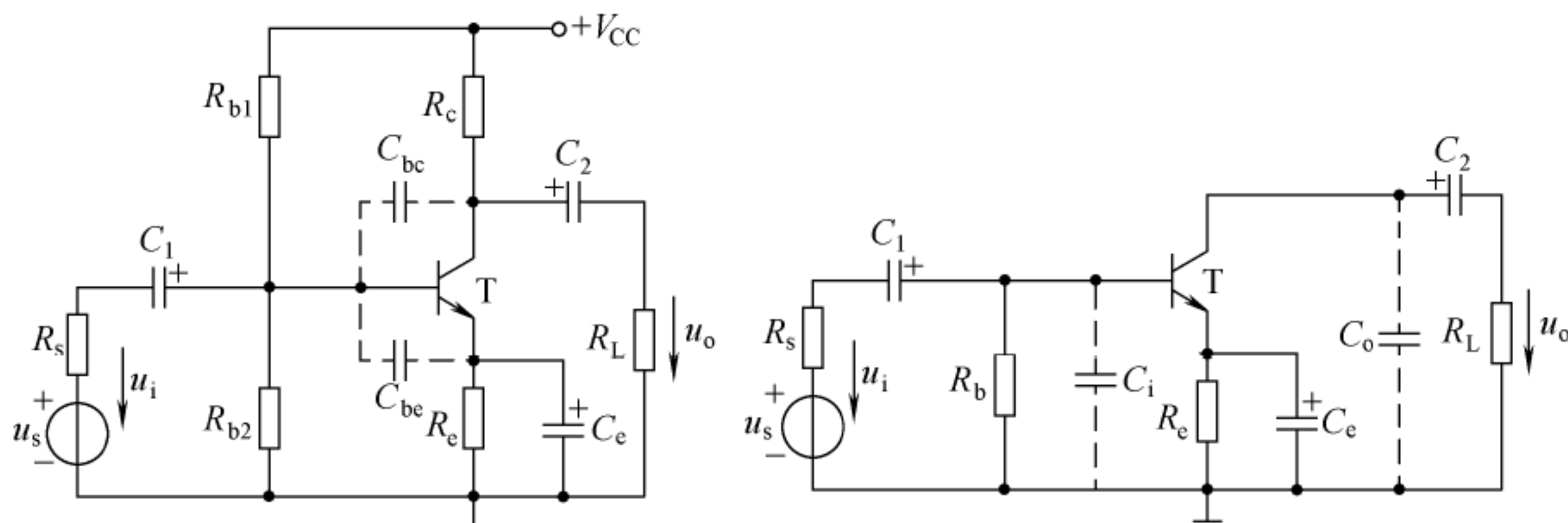


图 2.52 阻容耦合共发射极放大电路

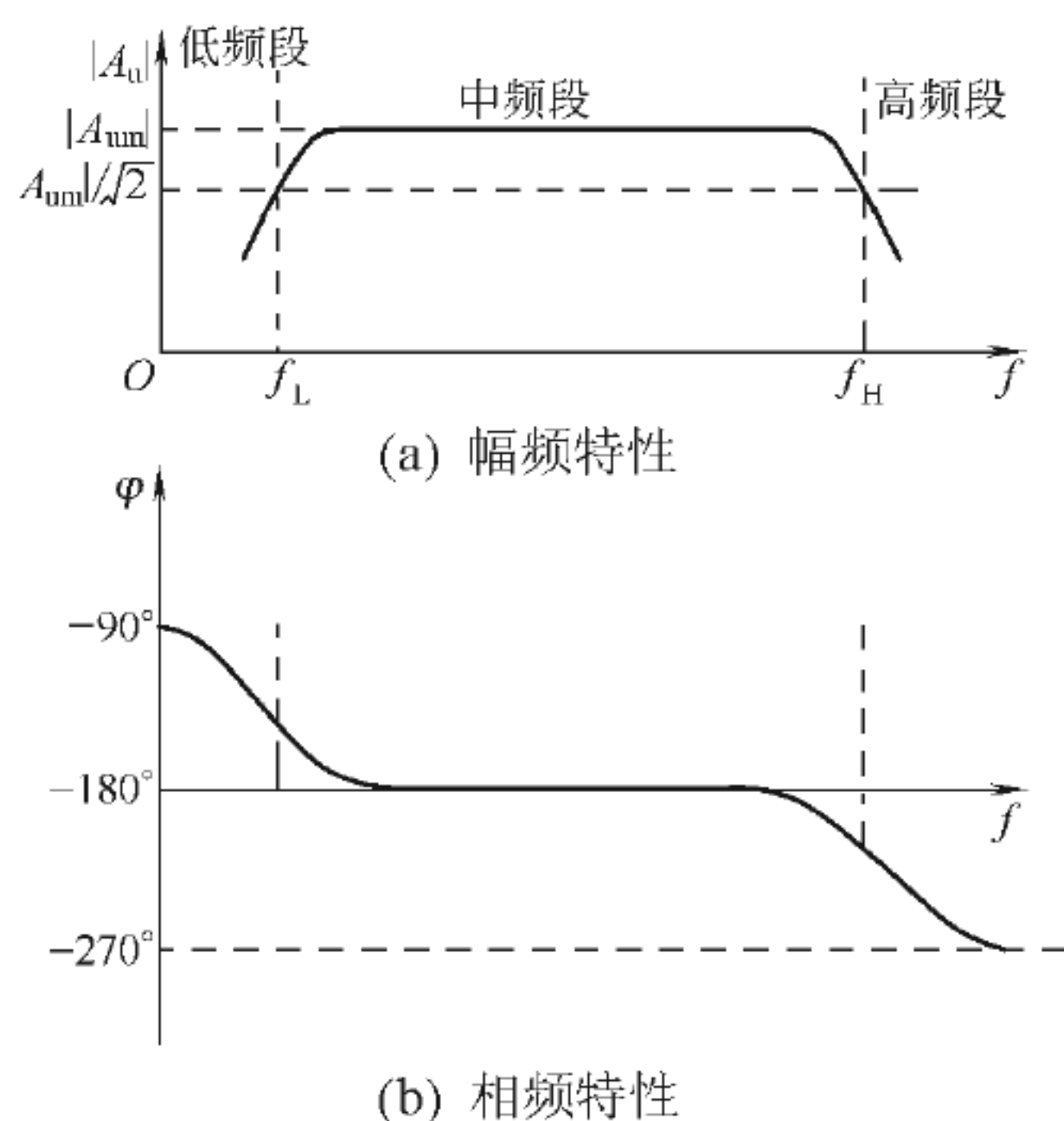


图 2.53 单级共发射极放大电路频率特性曲线

在特性曲线的中间, 电压放大倍数 A_u 与相位差 φ 基本不随频率变化, 这一频段称为中频段。在中频段内, 耦合电容 C_1 、 C_2 和旁路电容 C_e 容值很大, 约为几十到几百微法, 容抗极小, 可视为短路; C_i 、 C_o 容值很小, 可视为开路。可以认为 $A_u(\omega)$ 和 $\varphi(\omega)$ 是与频率无关的常量, 此时的电压放大倍数幅值称为中频电压放大倍数, 用符号 A_{um} 表示, 相位差 $\varphi = -180^\circ$, 前述的微变等效电路法及 A_u 、 R_i 、 R_o 等的计算, 均是指这一区域。

当信号频率低于下限频率 f_L 时, 称为低频段, 此时, C_i 、 C_o 仍可视作开路, C_1 、 C_2 和 C_e 不能再视为短路, 导致电压放大倍数的幅值下降, 输出电压的相位相对于中频段前移了。当信号频率高于上限频率 f_H 时, 称为高频段, 此时, C_1 、 C_2 和 C_e 视为短路, C_i 、 C_o 的影响不能忽略, 造成电压放大倍数的幅值变小, 输出电压的相位相对于中频段后移了。

f_L 和 f_H 之间的频率范围称为通频带或带宽 f_{BW} 。当信号包含不同频率分量时, 如果通频带不够宽, 放大电路对各频率分量的电压放大倍数和相位差是不同的, 最终使输出信号产生失真。这种失真与晶体管的非线性失真不同, 称为频率失真。

另外, 影响放大电路高频特性的另一个重要因素是三极管自身。在信号频率不高时, 我们认为三极管的电流放大系数是常数。事实上, 由于三极管结电容的存在, 信号频率较高时,

电压放大倍数分别为 \dot{A}_{u1} 、 \dot{A}_{u2} 、 \cdots 、 \dot{A}_{un} ，则该电路的电压放大倍数

$$\dot{A}_u = A_u(\omega)e^{j\varphi_n} = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} \cdot \cdots \cdot \dot{A}_{un} = A_{u1}(\omega)e^{j\varphi_1} \cdot A_{u2}(\omega)e^{j\varphi_2} \cdot \cdots \cdot A_{un}(\omega)e^{j\varphi_n} \quad (2-105)$$

即：幅频特性

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot \cdots \cdot A_{un} \quad (2-106)$$

相频特性

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \cdots + \varphi_n \quad (2-107)$$

如图 2.57 所示为频率特性相同的两级放大电路的幅频特性与相频特性，可见，两级放大电路的中频放大倍数增加了，但通频带变窄了。

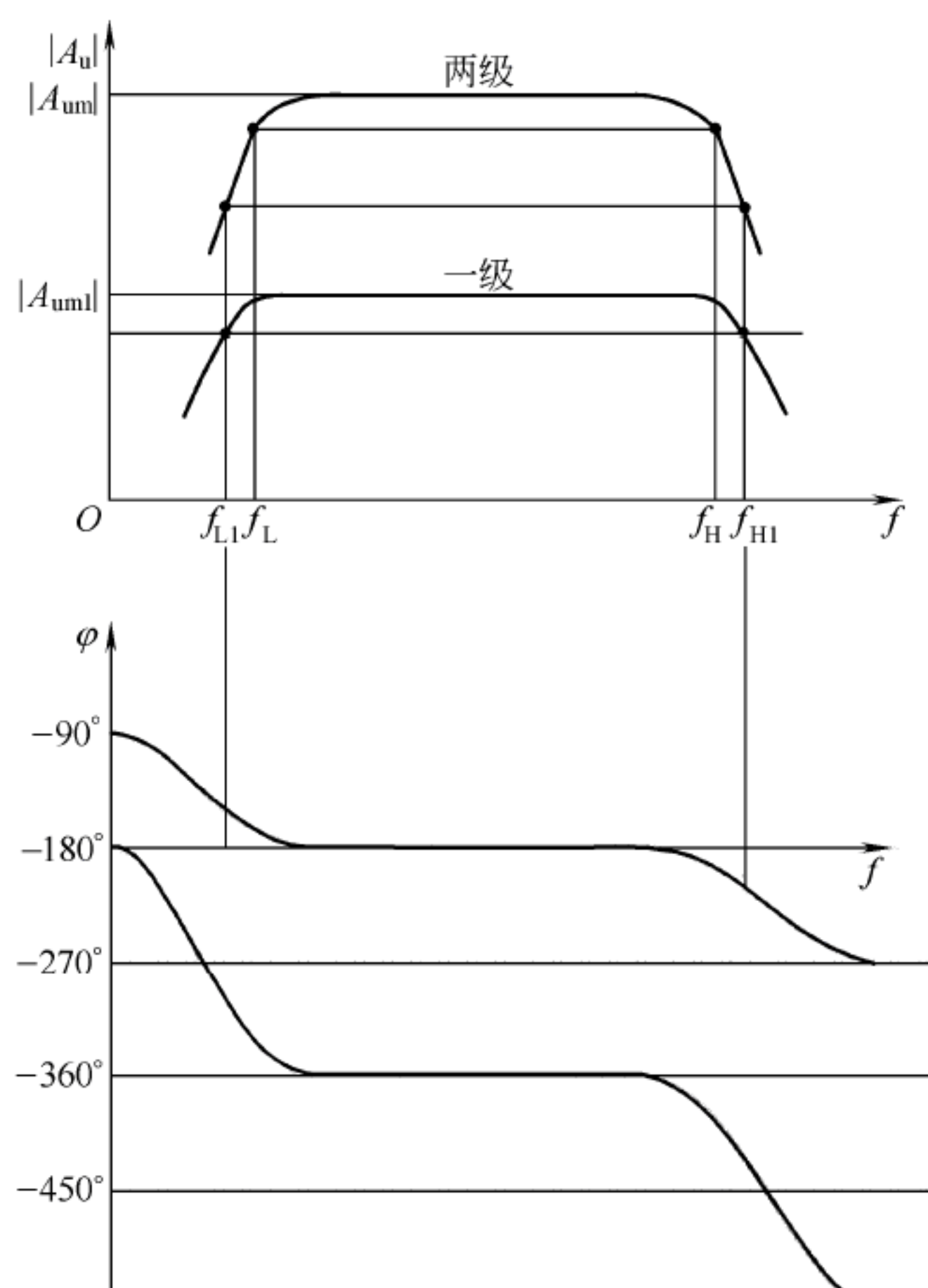


图 2.57 两级放大电路的频率特性

2.8 思考题与习题

2.1 在图 2.58 所示的放大电路中，已知 $V_{CC}=6V$ ， $\beta=50$ ， $I_C=2mA$ ， $U_{CE}=2V$ 。

- (1) 试求 R_c 、 R_b 的值；
- (2) 若采用 PNP 型三极管，试画出放大电路图，并标出电容和电源电压的极性。

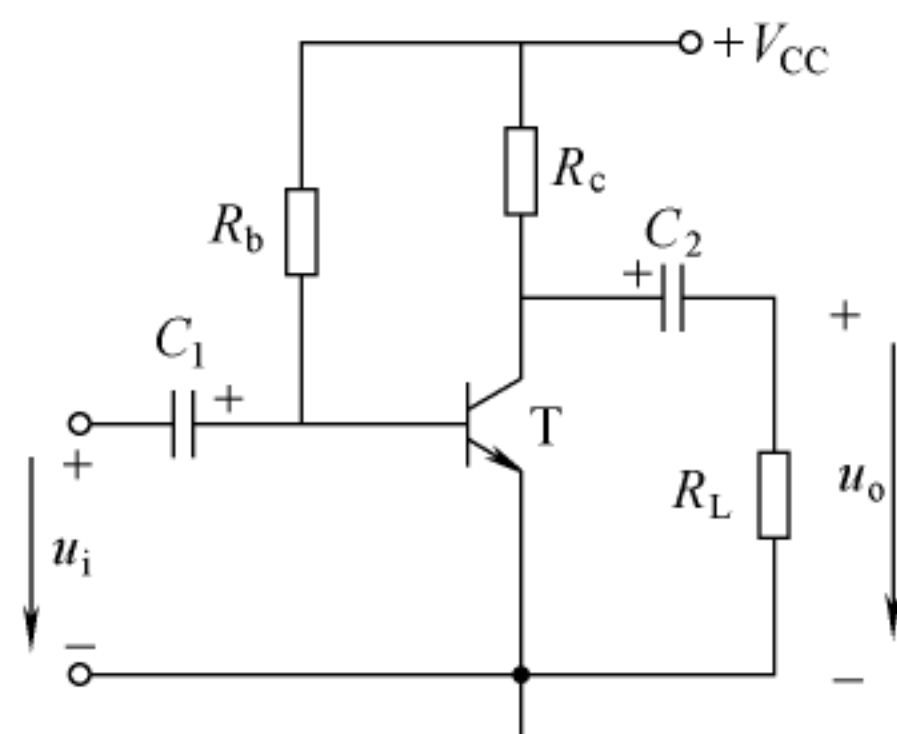


图 2.58 题 2.1 的电路

2.2 当输入正弦电压时, 试分析图 2.59 所示电路是否具有放大作用? 为什么?

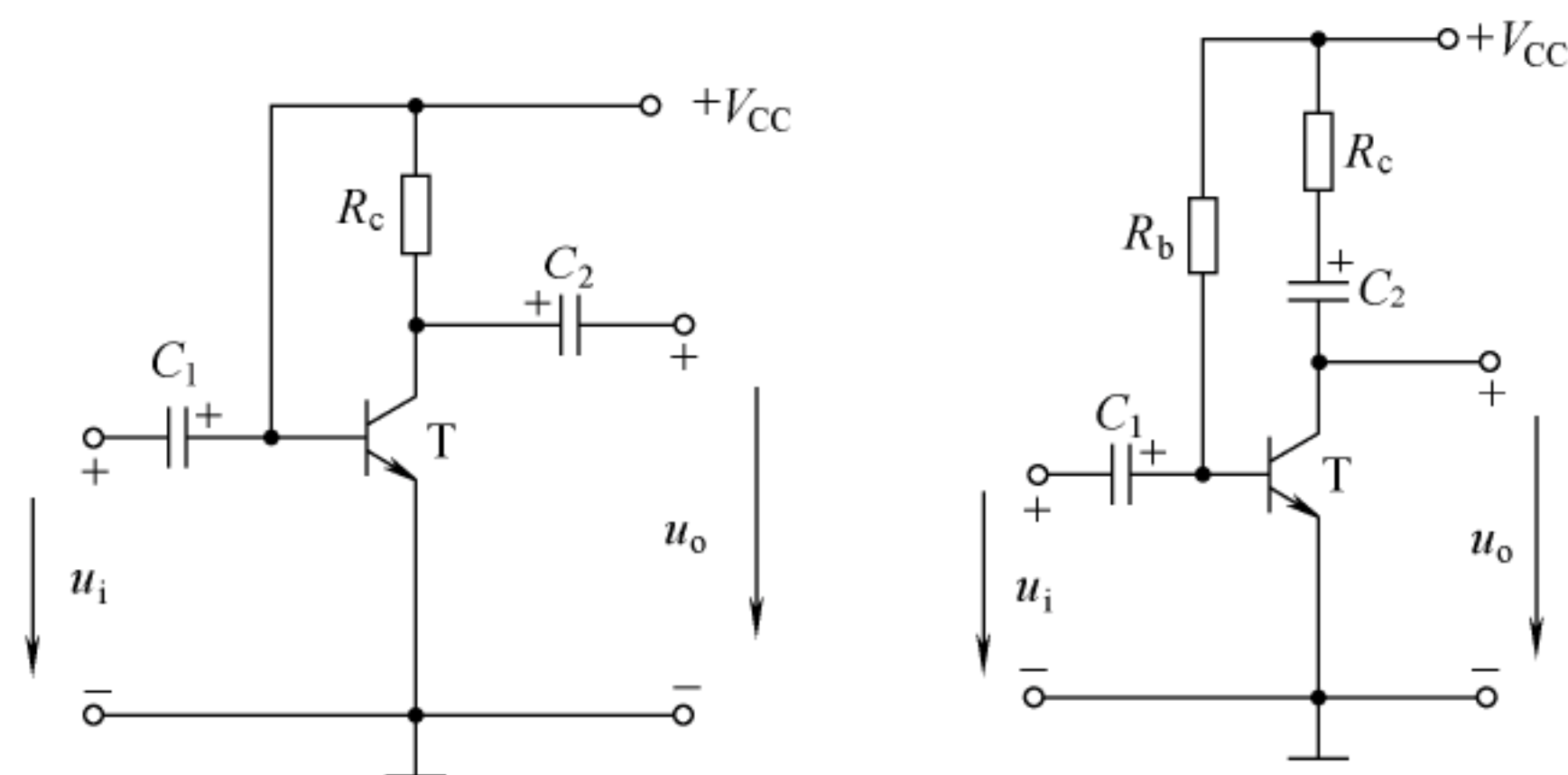


图 2.59 题 2.2 的电路

2.3 图 2.58 所示放大电路及图 2.60 所示晶体三极管输出特性曲线, 图中 $V_{CC}=12V$, $R_b=300k\Omega$, $R_c=R_L=5.1k\Omega$, U_{BE} 忽略不计。试用图解法确定静态工作点 Q 。

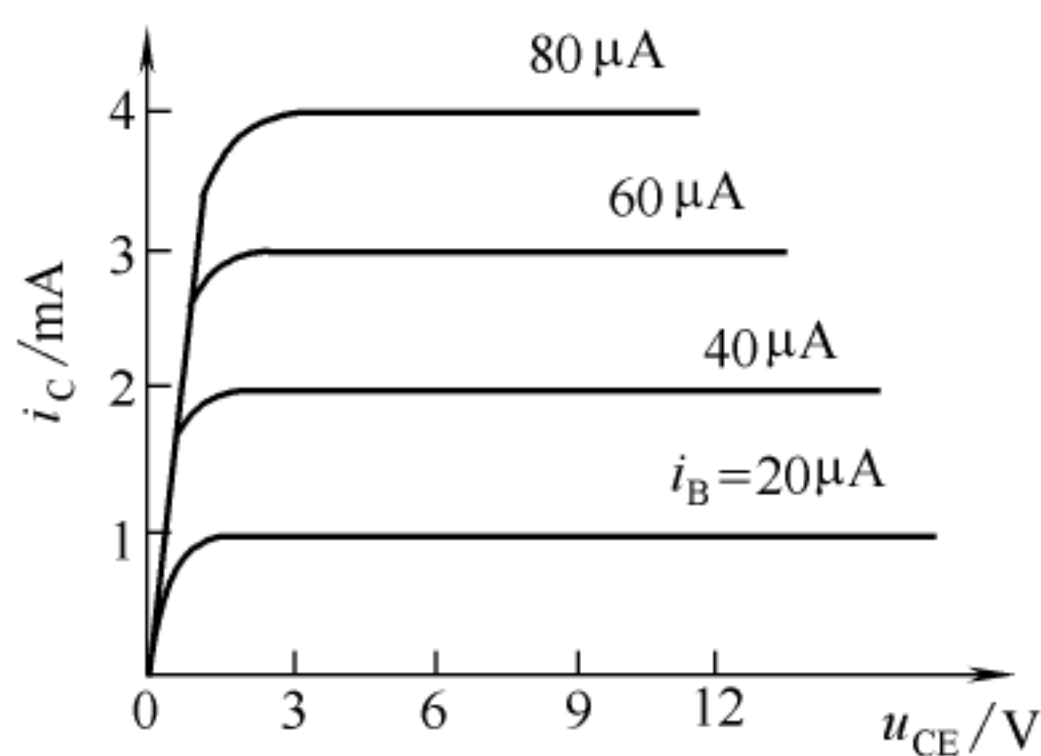


图 2.60 题 2.3 的图

2.4 放大电路如图 2.61 所示, 若晶体三极管 $U_{BE}=0.7V$, $U_{CES}=0.3V$ 。

(1) 估算静态工作点 Q 。

(2) 求 A_u 、 R_i 、 R_o 。

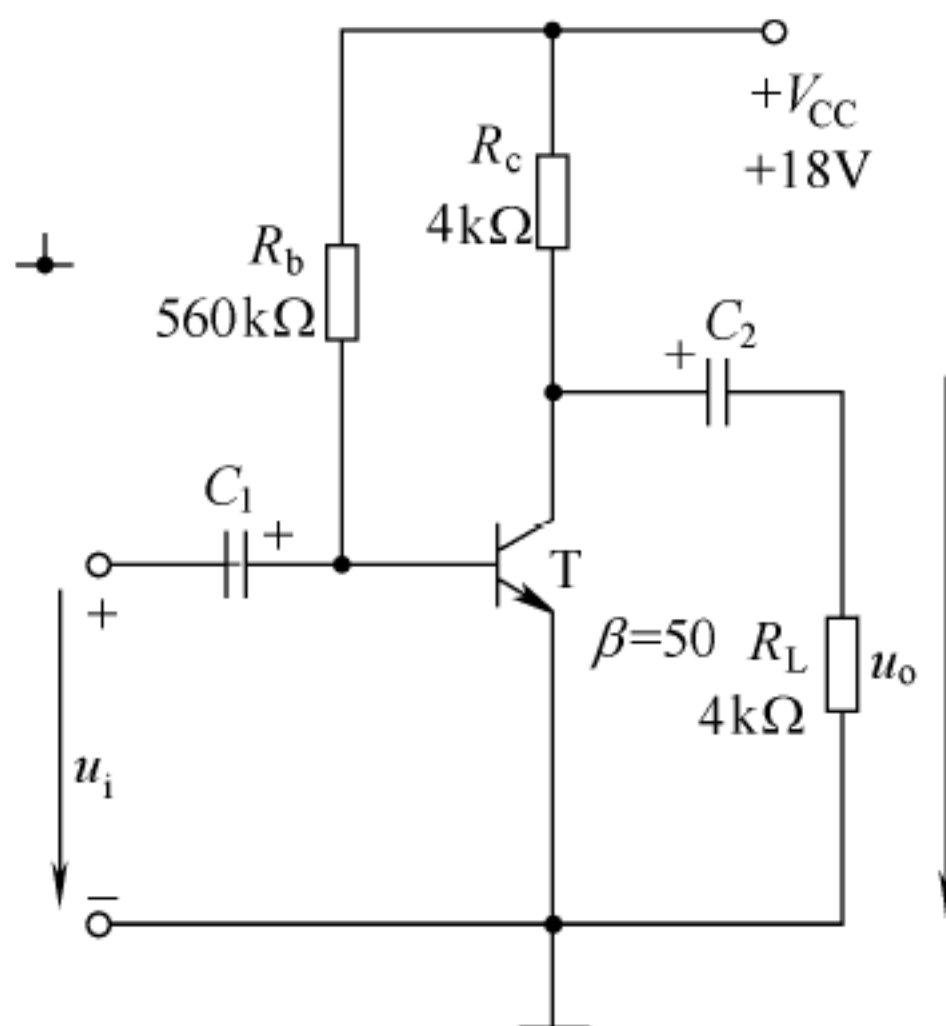


图 2.61 题 2.4 电路

2.5 分压式静态工作稳定电路如图 2.62 所示, $\beta=60$, $U_{CES}=0.3V$, $U_{BE}=0.7V$ 。

(1) 估算静态工作点 Q 。

(2) 求 A_u 、 R_i 、 R_o 。

2.6 分压式静态工作稳定电路如图 2.63 所示, 已知 $\beta=50$, $I_{EQ}=1.5mA$, 信号源内阻

$R_s=500\Omega$ 。

- (1) 画出该电路的微变等效电路；
- (2) 估算 r_{be} ；
- (3) 求 A_u 、 A_{us} 、 R_i 、 R_o 。

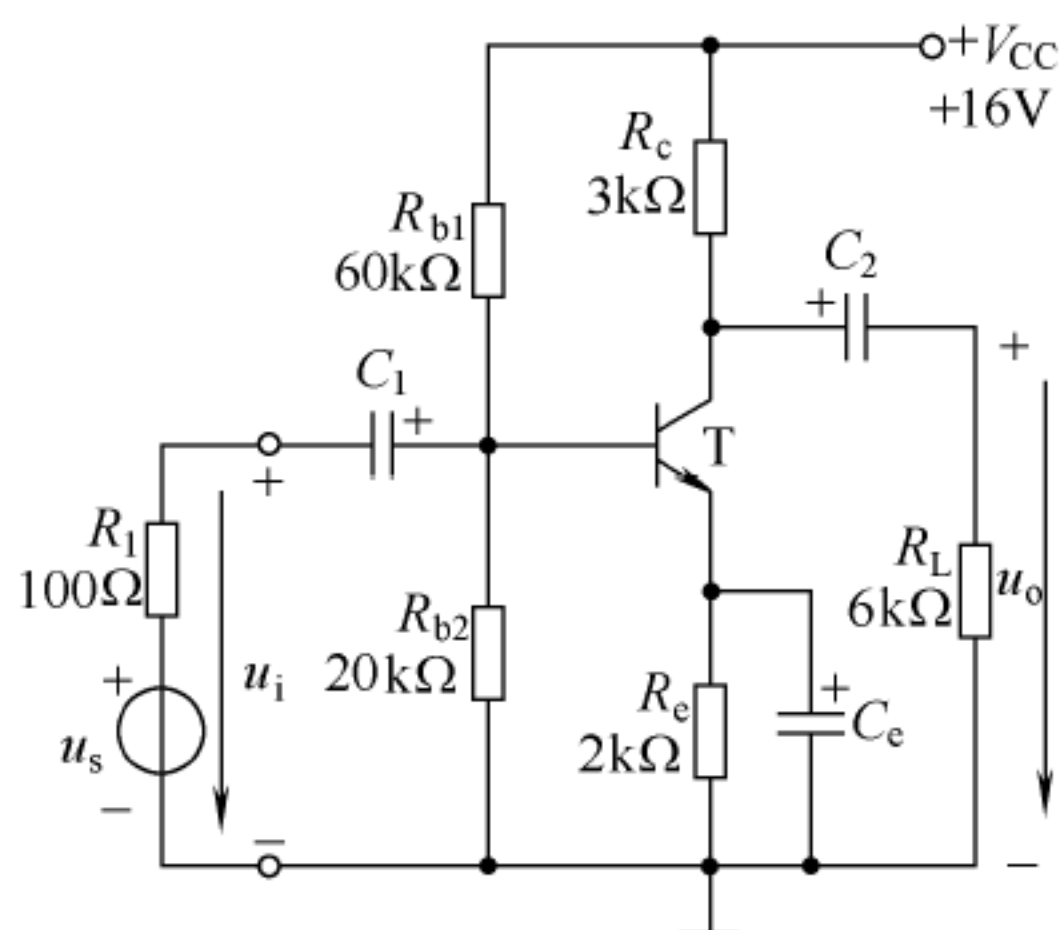


图 2.62 题 2.5 的电路

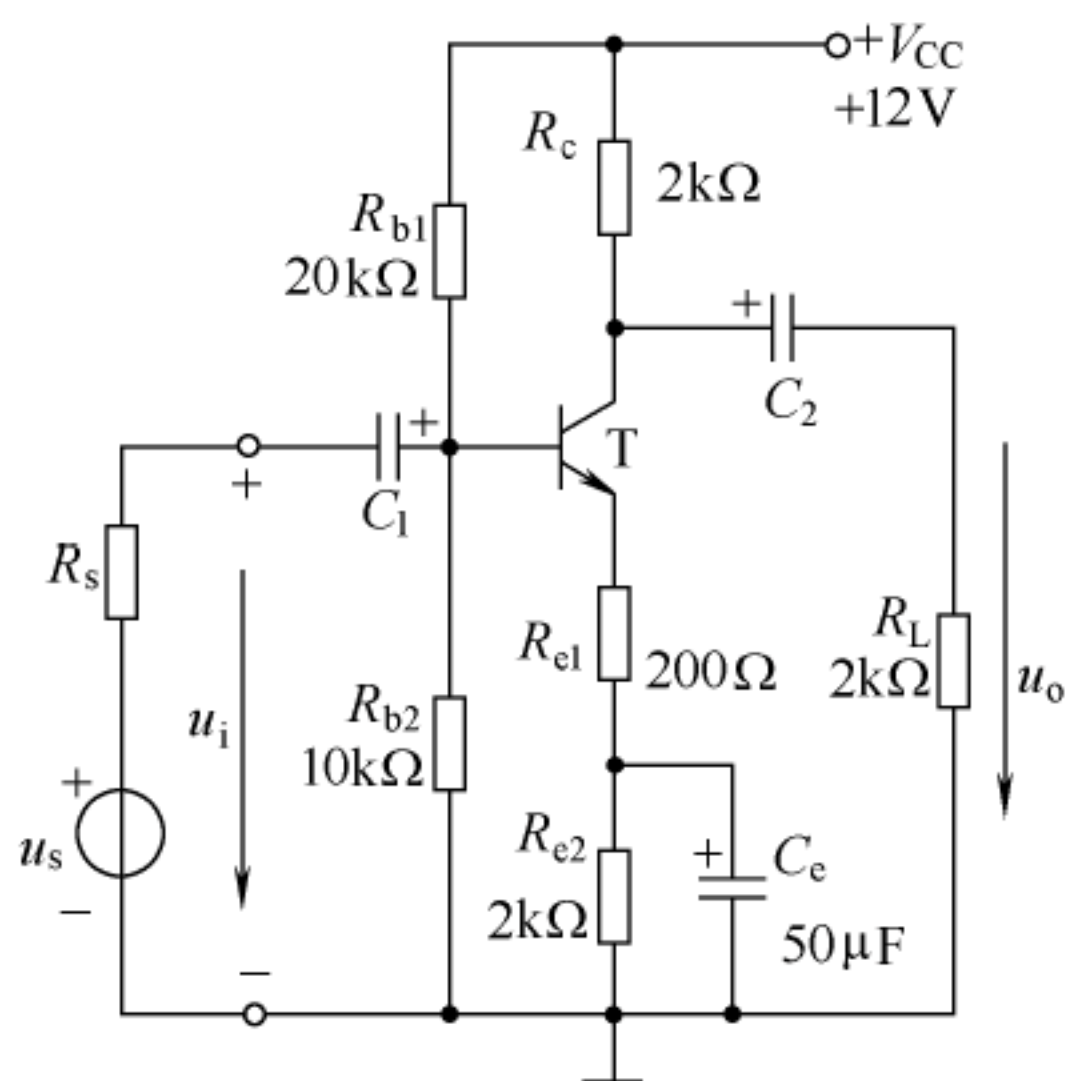


图 2.63 题 2.6 的电路

2.7 共集电极电路如图 2.64 所示，已知晶体三极管 $\beta=100$ 、 $U_{BE}=0.7\text{V}$ 。

- (1) 估算静态工作点 Q 。
- (2) 求 A_u 、 R_i 、 R_o 。
- (3) 若信号源内阻 $R_s=1\text{k}\Omega$ ， $u_s=2\text{V}$ ，试求输出电压 u_o 和输出电阻 R_o 的大小。

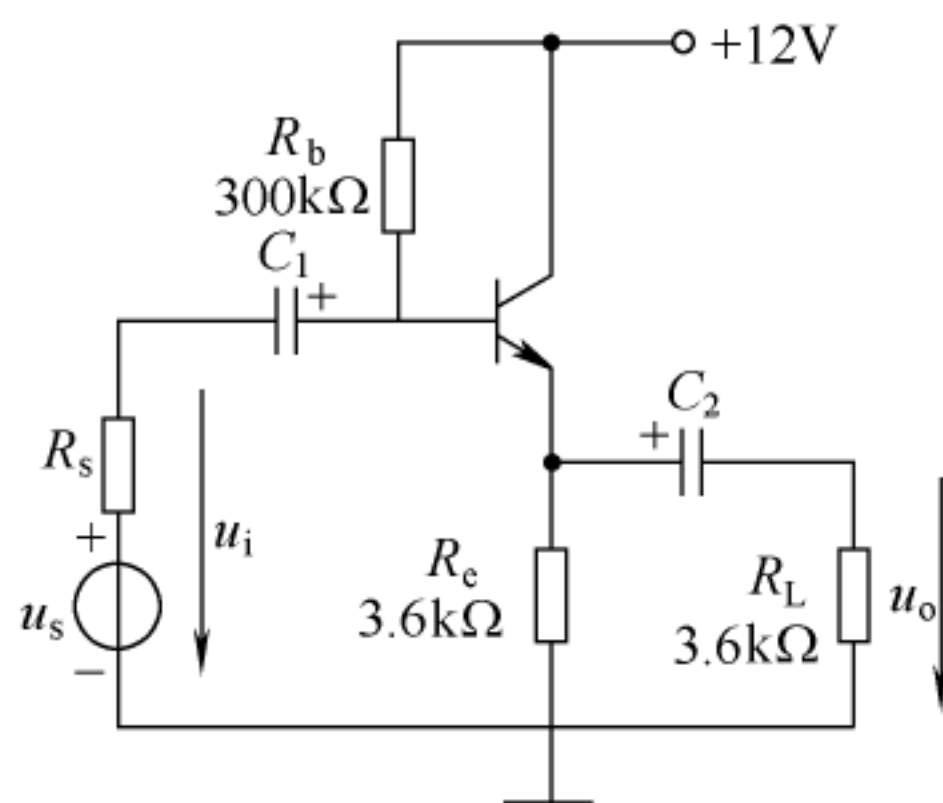


图 2.64 题 2.7 的电路

2.8 试分析图 2.65 所示电路能否正常放大？并说明理由。

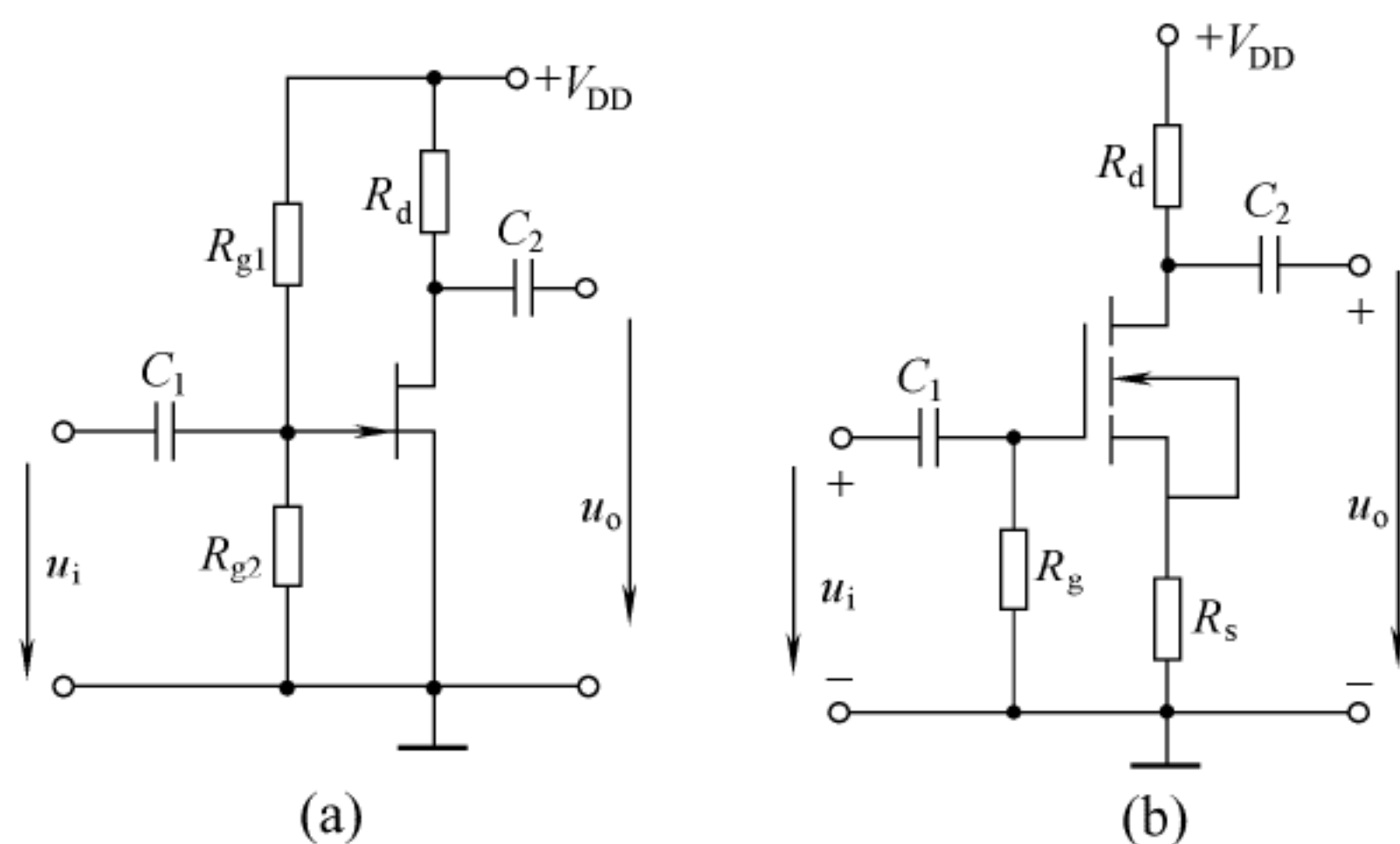


图 2.65 题 2.8 的电路

2.9 共源极放大电路如图 2.66 所示, 已知场效应管 $g_m=1.2\text{ms}$, 画出该电路的交流等效电路, 求 A_u 、 R_i 、 R_o 。

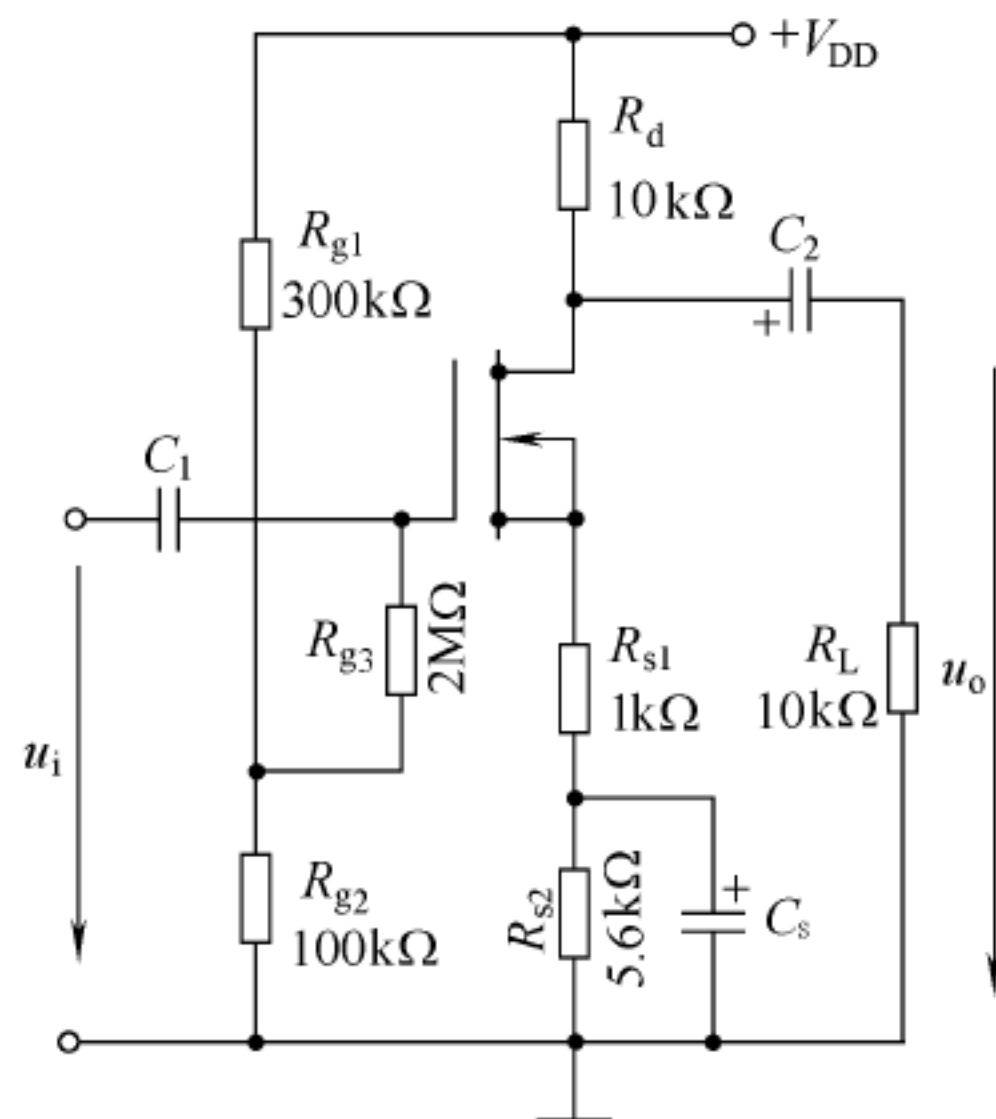


图 2.66 题 2.9 的电路

2.10 两级放大电路采用图 2.67 所示的直接耦合方式, 当输入正弦电压时, 它是否能正常放大? 为什么?

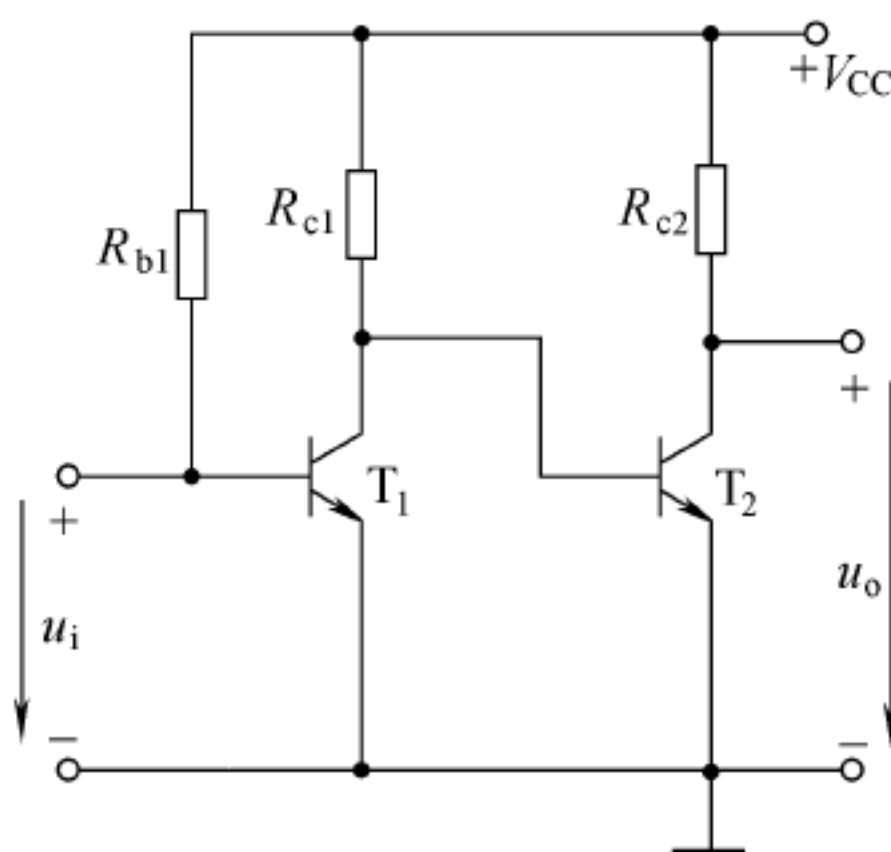


图 2.67 题 2.10 的电路

2.11 已知放大电路及其元件参数如图 2.68 所示, 晶体管的 $\beta_1 = \beta_2 = 40$, $r_{be} = 0.9\text{k}\Omega$, 试求: A_u 、 R_i 、 R_o 。

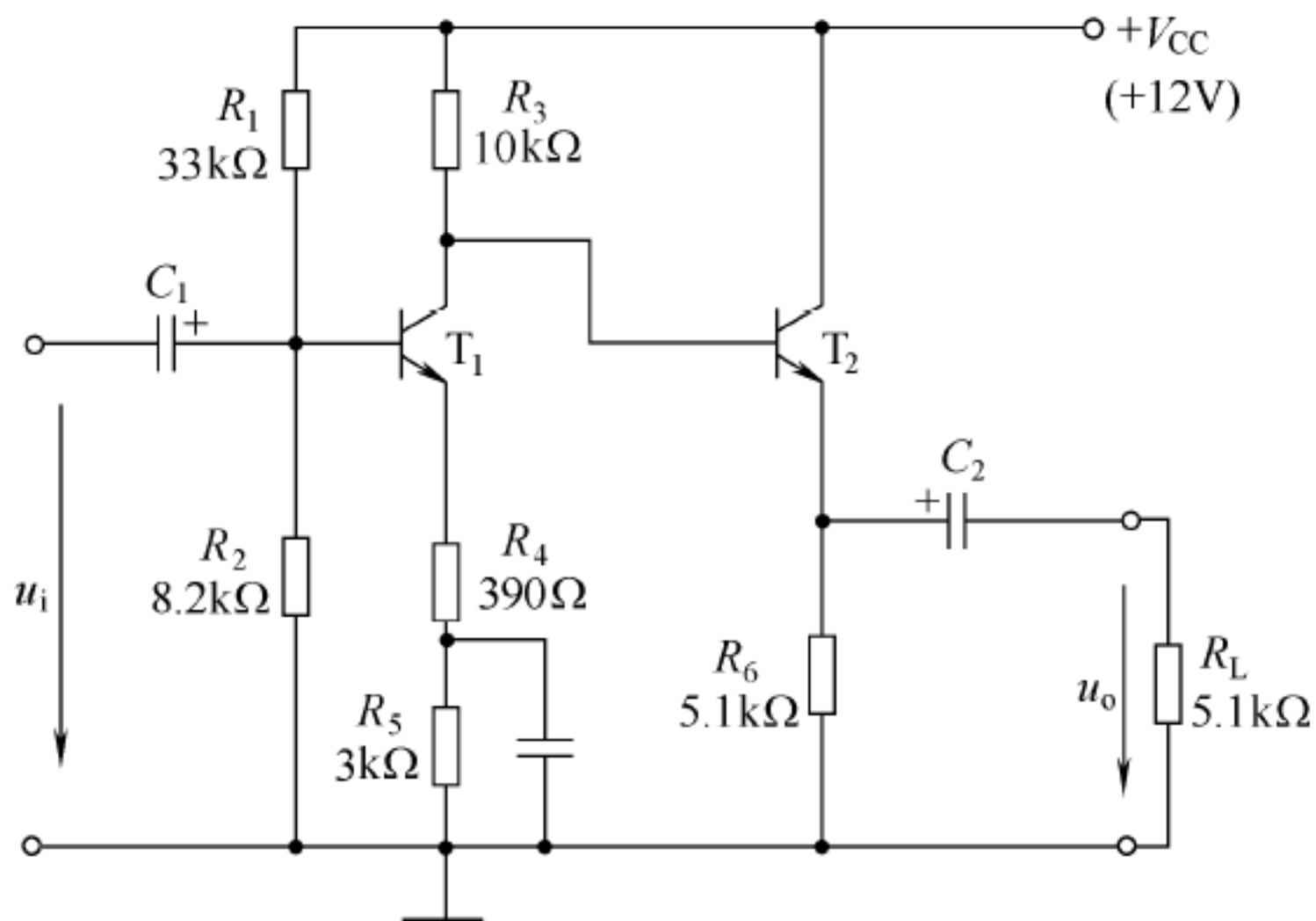


图 2.68 题 2.11 的电路

2.12 两级阻容耦合的共发射极放大电路及其元件参数如图 2.69 所示, 晶体管的 $\beta_1=60$, $r_{be1}=2\text{k}\Omega$, $\beta_2=100$, $r_{be2}=2.2\text{k}\Omega$, $V_{CC}=16\text{V}$, 各电容的容量足够大。试求: A_u 、 R_i 、 R_o 。

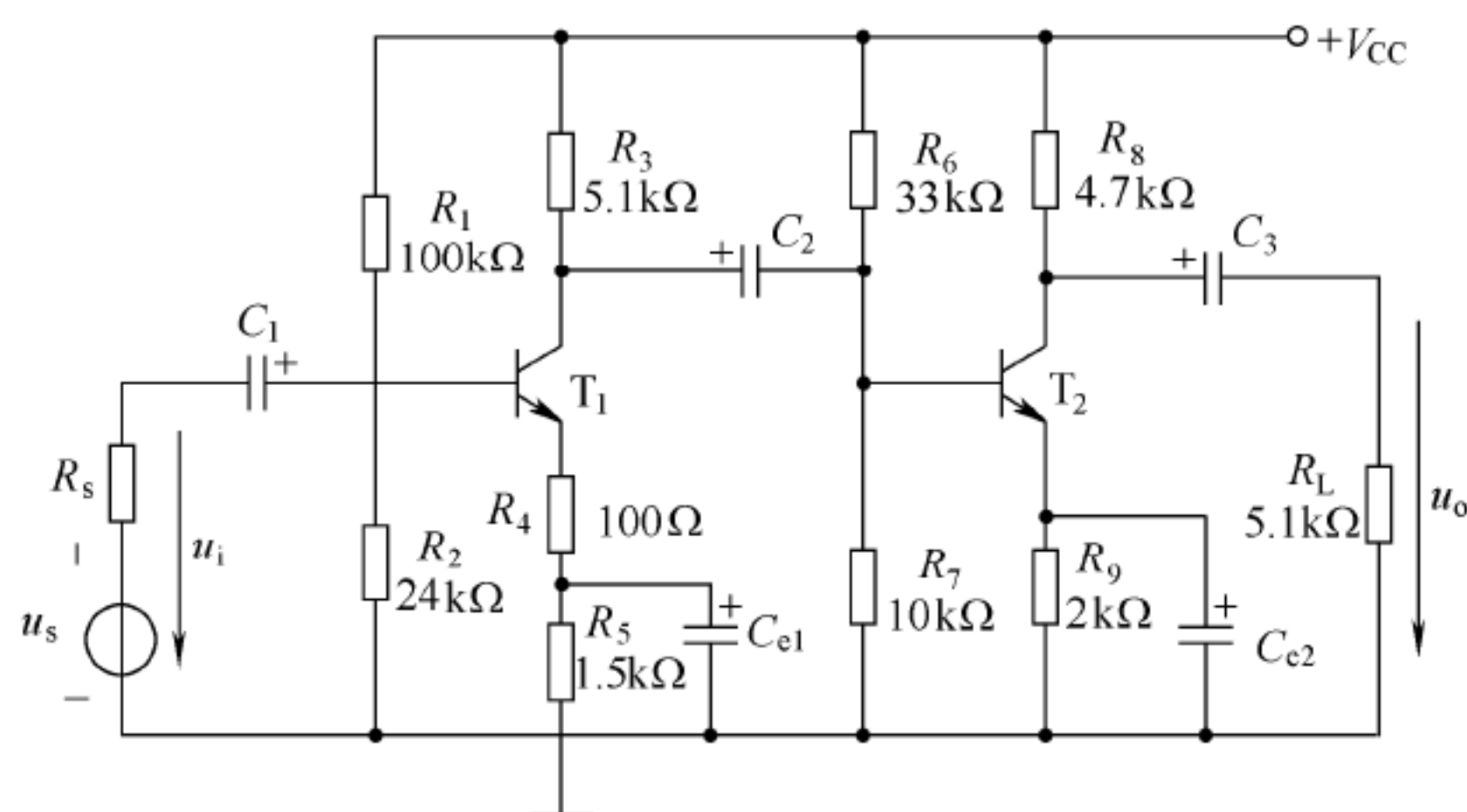


图 2.69 题 2.12 的电路

2.13 填空题。

(1) 两个大小相等、方向相反的信号叫_____信号。

两个大小相等、方向相同的信号叫_____信号。

(2) 差分放大电路的电路结构应对称, 相对应的电阻阻值应_____。

(3) 差分放大电路在性能上能有效地抑制_____信号, 放大_____信号。

(4) 当差分放大器两边的输入电压为 $u_{i1}=3\text{mV}$, $u_{i2}=-5\text{mV}$ 时, 输入信号的差模分量为_____, 共模分量为_____。

(5) 差模电压增益 A_{ud} = _____ 之比, A_{ud} 越大, 表示对_____信号的放大能力越强。

2.14 图 2.70 所示电路中, 若 $V_{CC}=V_{EE}=12\text{V}$, $R_{b1}=R_{b2}=1\text{k}\Omega$, $R_c=6.8\text{k}\Omega$, $R_e=6.8\text{k}\Omega$, 三极管 $\beta=50$ 。

(1) 求每管的静态电流 I_{C1} 、 I_{C2} 。

(2) 接 $R_L=6.8\text{k}\Omega$ 负载, 求双端输出时的 A_{ud} 、 R_{id} 、 R_{od} 。

(3) 接 $R_L=6.8\text{k}\Omega$ 负载, 求单端输出时的 A_{ud1} 、 R_{id} 、 A_{od1} 及共模抑制比 CMR。

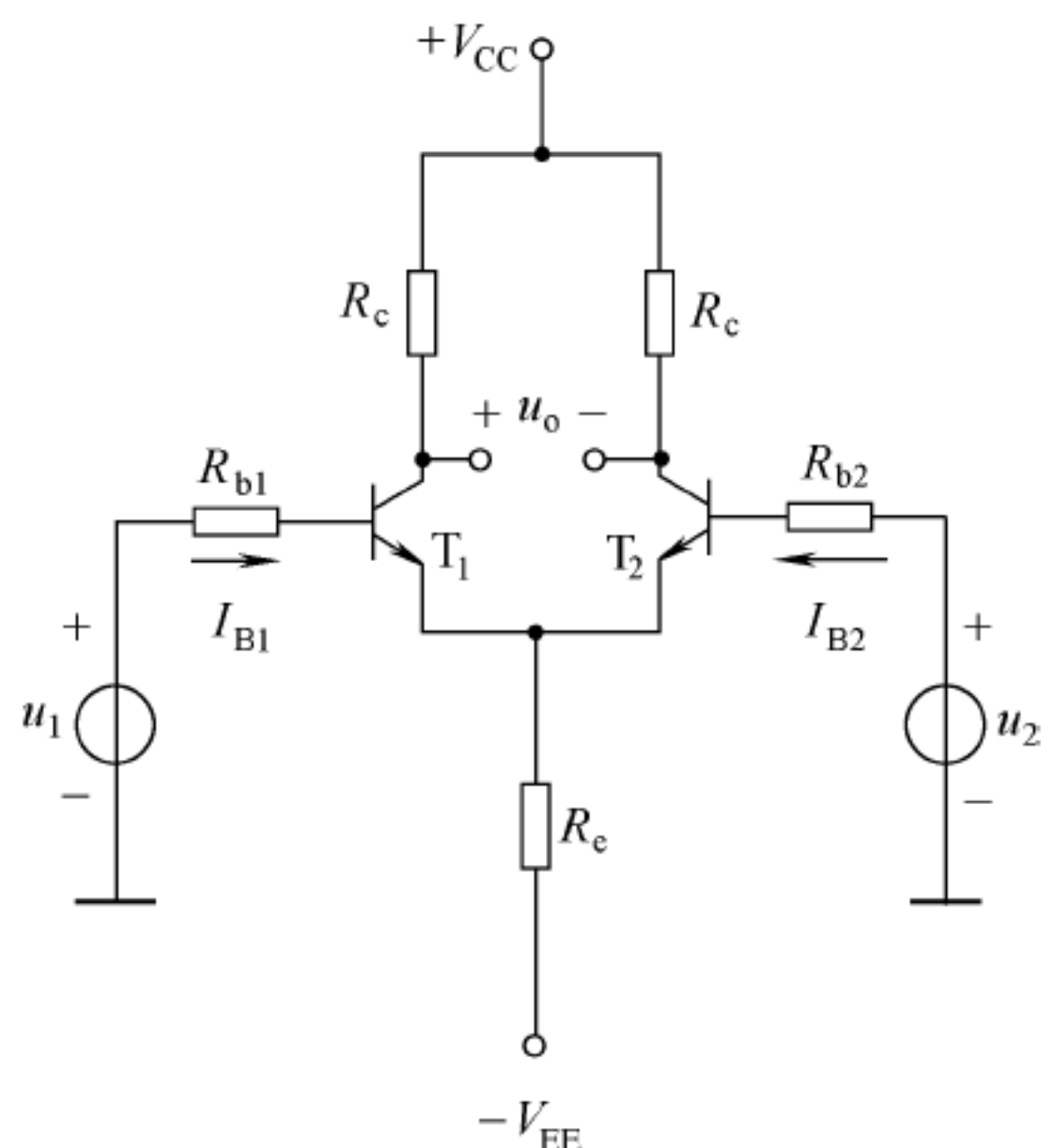


图 2.70 题 2.14 的电路

2.15 图 2.71 所示电路中, $\beta_1 = \beta_2 = 100$, $U_{BE1} = U_{BE2} = 0.7V$ 。

- (1) 计算静态工作点 I_{C1} 、 I_{C2} 、 U_{CE1} 、 U_{CE2} 。
- (2) 求双端输出时的 A_{ud} 、 R_{id} 、 R_{od} 。

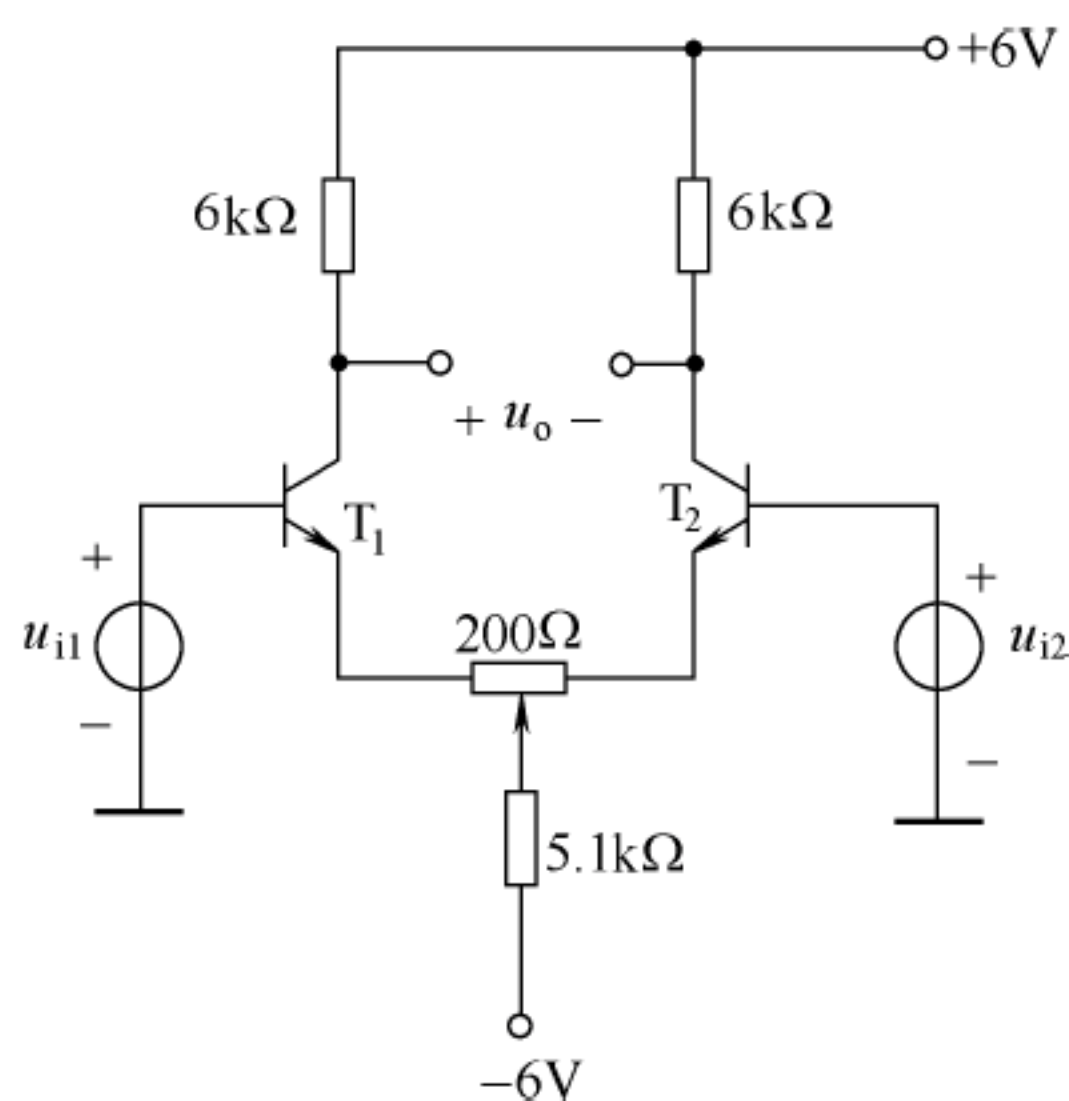


图 2.71 题 2.15 的电路

2.16 图 2.72 所示电路中给出了五种复合管的接法。有哪几个是不正确的? 为什么? 对于接法正确的复合管, 试标出其 e、b、c 各电极。

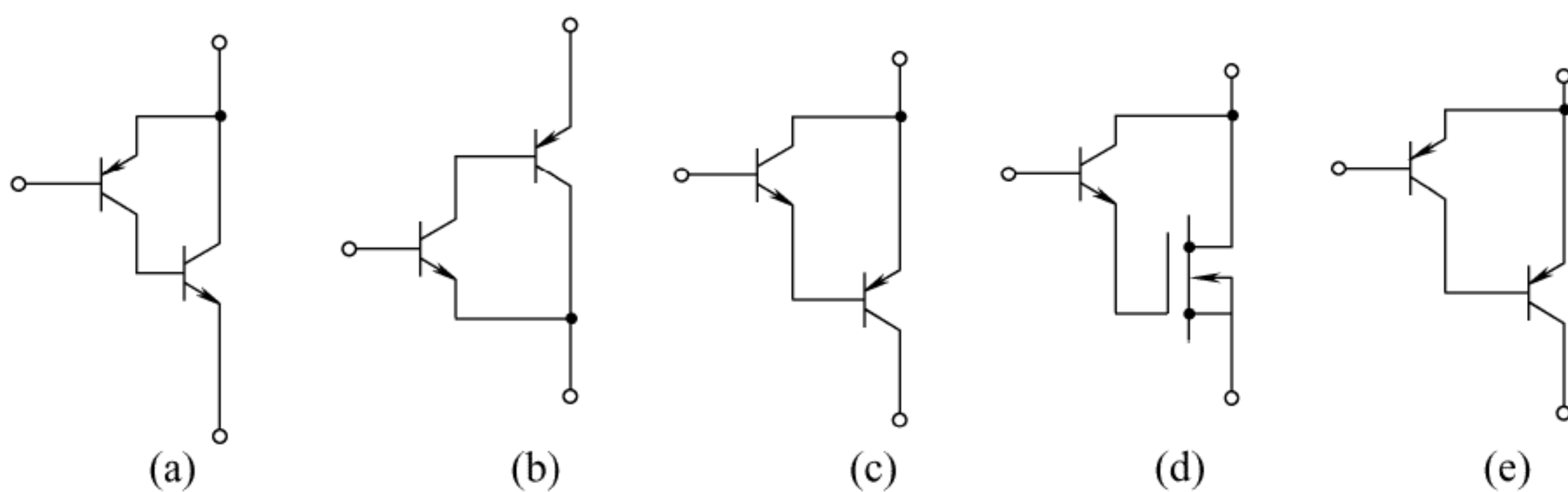


图 2.72 题 2.16 的电路

2.17 电路如图 2.73 所示, 其中 $R_L = 8\Omega$, 试求 $u_i = 10V$ (有效值) 时, 电路的输出功率 P_o 、电源供给的直流功率 P_E 和效率。

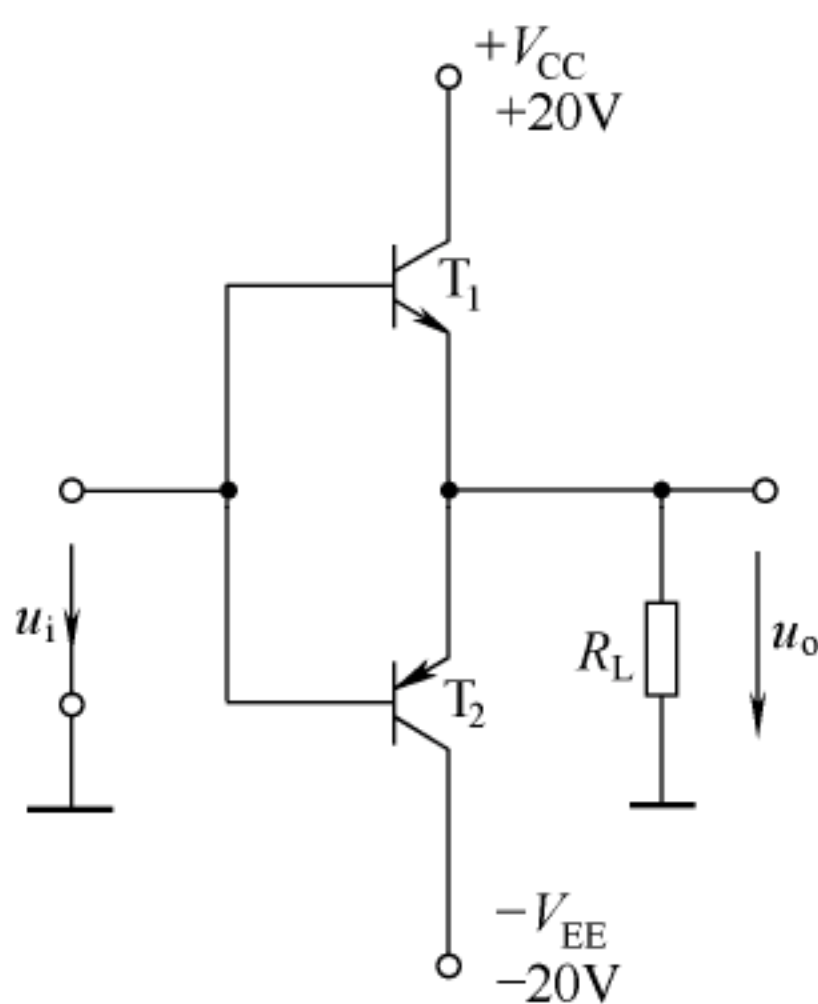


图 2.73 题 2.17 的电路

2.18 电路如图 2.74 所示，其中 $R_L=16\Omega$ ， C_L 容量很大。

- (1) 若 $V_{CC}=12V$ ， U_{CES} 可忽略不计，试求 P_{om} 。
- (2) $P_{om}=2W$ ， $U_{CES}=1V$ ，求 V_{CC} 的最小值并确定管子的参数 P_{cm} 、 I_{cm} 和 $U_{(BR)CEO}$ 。

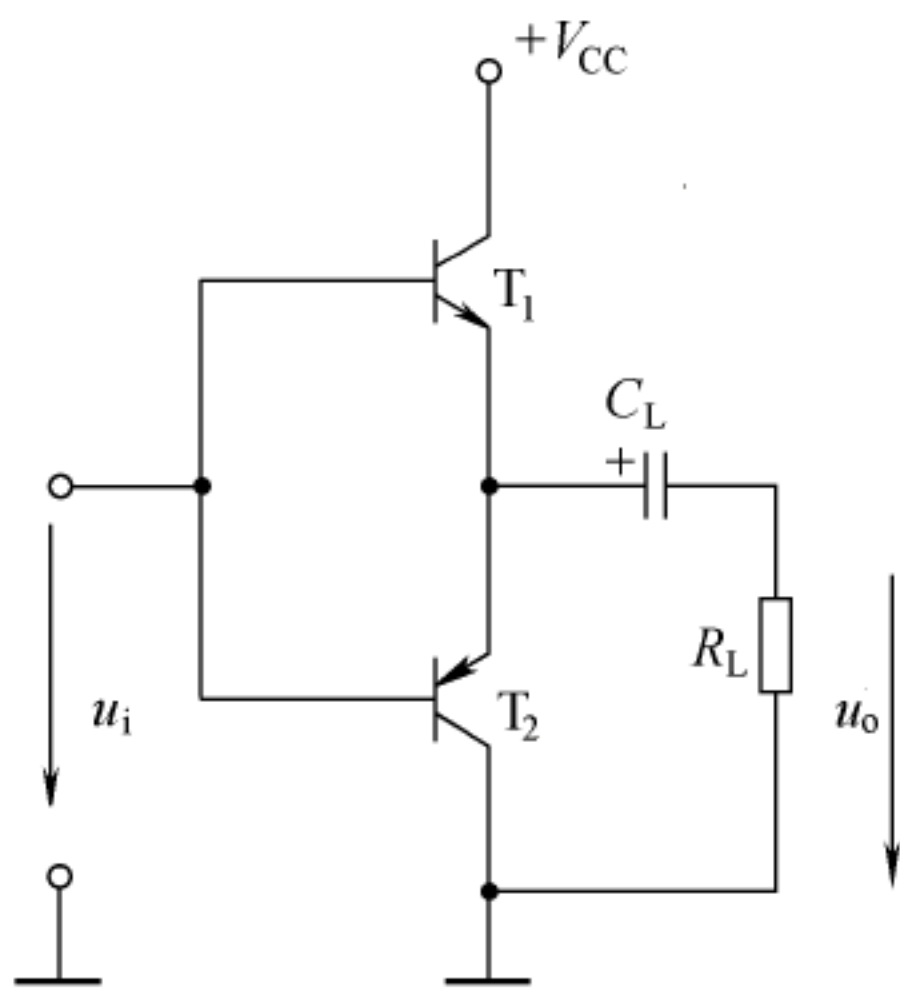


图 2.74 题 2.18 的电路

2.19 OTTL 电路如图 2.75 所示，其中 $R_L=8\Omega$ ， $V_{CC}=12V$ ， C_1 、 C_L 容量很大。

- (1) 静态时，电容 C_L 两端电压应是多少？调整哪个电阻能满足这一要求？
- (2) 动态时，若 u_o 出现交越失真，应调哪个电阻？是增大还是减小？
- (3) 若两管的 U_{CES} 皆可忽略，求 P_{OM} 。

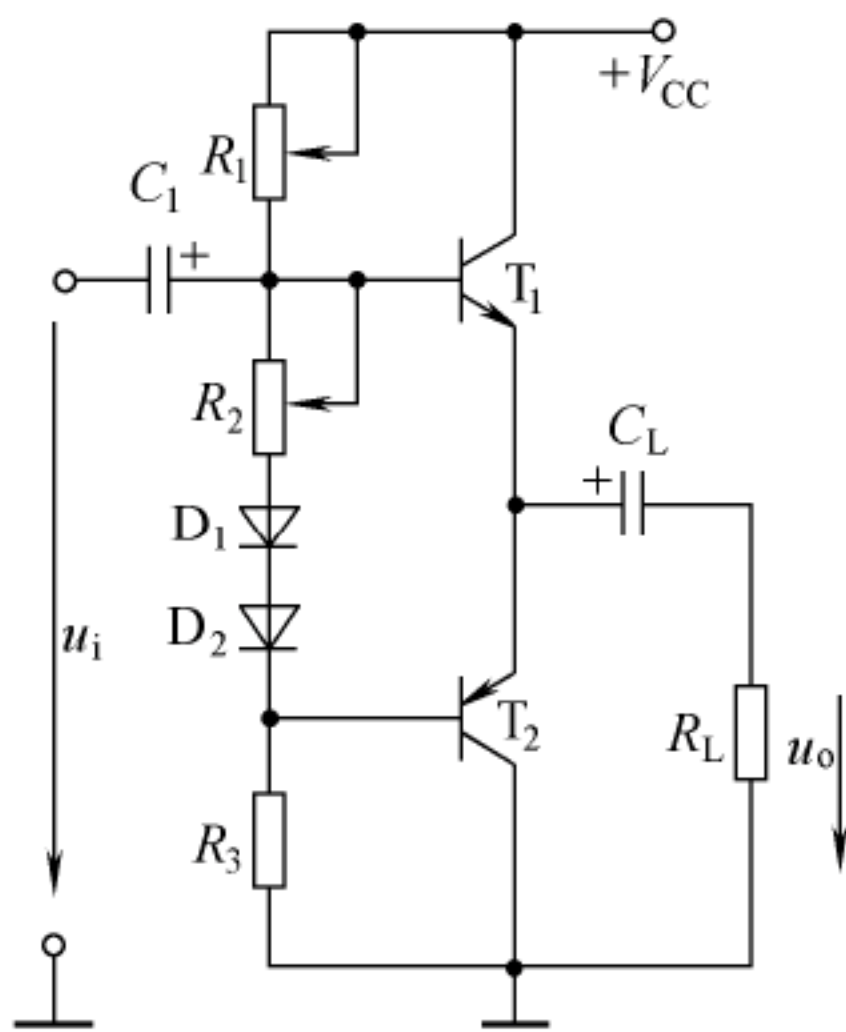


图 2.75 题 2.19 的电路

2.20 某放大电路，在输入端加入的电压值不变，当不断改变信号频率时，测得在不同频率下的输出电压值如表 2.3 所示。试问：该放大电路的上限频率 f_H 和下限频率 f_L 各为多少？

表 2.3 幅频特性表

f/Hz	10	30	45	60	200	103	10×10^3	50×10^3	80×10^3	120×10^3	200×10^3
u_o/V	2.52	2.73	2.97	3.15	4.0	4.2	4.2	4.0	3.15	2.97	2.73

第 3 章 集成运算放大器的应用

本章学习目标

本章包含两大部分内容：一是放大电路中的负反馈；二是集成运算放大器构成的基本运算电路及信号处理电路。通过对本章的学习，读者应掌握和了解以下知识。

- 理解反馈的基本概念及其对放大电路性能的影响。
- 熟练掌握反馈组态的判别方法及深度负反馈条件下闭环电压增益的近似计算。
- 了解通用型集成运算放大器的组成及主要参数的物理含义。
- 熟练掌握“虚短”“虚断”的概念。
- 熟练掌握由理想运算放大器构成的反相和同相比比例运算电路、加减运算电路、微积分运算电路。
- 了解对数、指数、乘、除等运算电路。
- 了解有源滤波器的功能、种类和用途。

3.1 集成运算放大器

随着电子工业的飞速发展，集成运算放大器的各项指标不断改进，越来越趋于理想化参数，高性能、低价格的各种运算放大器应运而生，进一步为集成运算放大器的广泛应用创造了条件。在集成运算放大器的外围接少量元件，便可构成各种各样的实用电路。

集成运算放大器是由大量的半导体三极管和电阻等构成的，本章对内部电路的组成只做简单的介绍，把它当作一个标准器件来研究其端口特性和应用，这对于探讨集成运算放大器的应用来说，可获得相当满意的结果。

3.1.1 集成电路的特点

由于制造工艺上的原因，模拟集成电路与分立元件电路相比有以下特点。

(1) 电阻和电容的值不宜做得太大，电路结构上采用直接耦合方式。

由于集成电路中的电阻是利用 NPN 管的基区电阻，一个 5000Ω 的电阻，所占硅片面积可以制造 3 个晶体管，集成电路中的电容是用 PN 结的势垒电容或 MOS 电容(MOS 管的三极与沟道间的电容)构成，一个 10pF 的电容所占硅片面积可以制造 10 个晶体管，而且误差较大。因此，集成电路的阻值范围一般为几十欧到几十千欧，电容值范围则在 100pF 以下。若需要高阻值电阻，可用晶体管(或场效应管)恒流源代替，或者采用外接电阻的方法。

由于在集成电路中不宜做大电容，至于电感则更难以制造，因此，电路结构只能采用直接耦合方式。

(2) 为克服直接耦合电路的温度漂移，常采用差分放大电路。

由于同一硅片上的元器件采用同一标准工艺流程制成，尽管元件参数的分散性大，但相邻元件的参数有相同的偏差，同类元件的特性(包括温度特性)比较一致。因此，常采用

差分放大电路，即利用两个晶体管参数的对称性来抑制温度漂移。

(3) 尽量采用半导体三极管(或场效应管)代替电阻、电容和二极管等元件。

在集成电路制造工艺中，制造三极管(特别是 NPN 管)比制造其他元件容易，且占用硅片面积小、性能好。若用三极管构成其他元件也不需要特殊工艺。因此，常用三极管(或场效应管)构成恒流源作偏置电路和负载电阻；将三极管的基极和集电极短接构成二极管、稳压管等；用复合管、共射-共基、共集-共基等组合电路来改善单管电路的性能。

3.1.2 集成运算放大器的组成和电路符号

集成运算放大器的内部电路通常由偏置电路、输入级、中间级和输出级组成，如图 3.1 所示。偏置电路是集成运放的基础。常采用各种形式的电流源电路提供小而稳定的偏置电流。

输入级是集成运算放大器性能指标好坏的关键，常采用差分放大电路来减小温度漂移，并提供运算放大器的同相输入端和反相输入端。

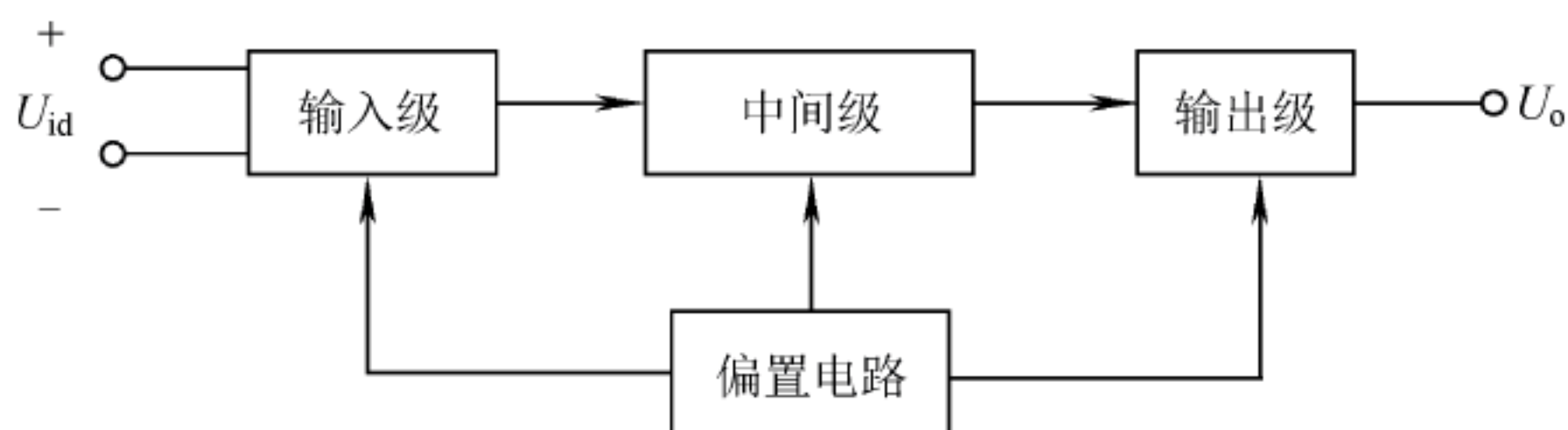


图 3.1 集成运算放大器组成框图

中间级主要用来放大，常采用带有源负载的共发射极放大电路来提高电压增益。

输出级用来提高输出电压和电流的幅度，要求输出功率和带负载能力强。常采用由 PNP 和 NPN 管构成的互补对称共集电极放大电路，又称 OCL 功率放大电路，并设有过载保护措施。

运算放大器电路符号如图 3.2 所示。

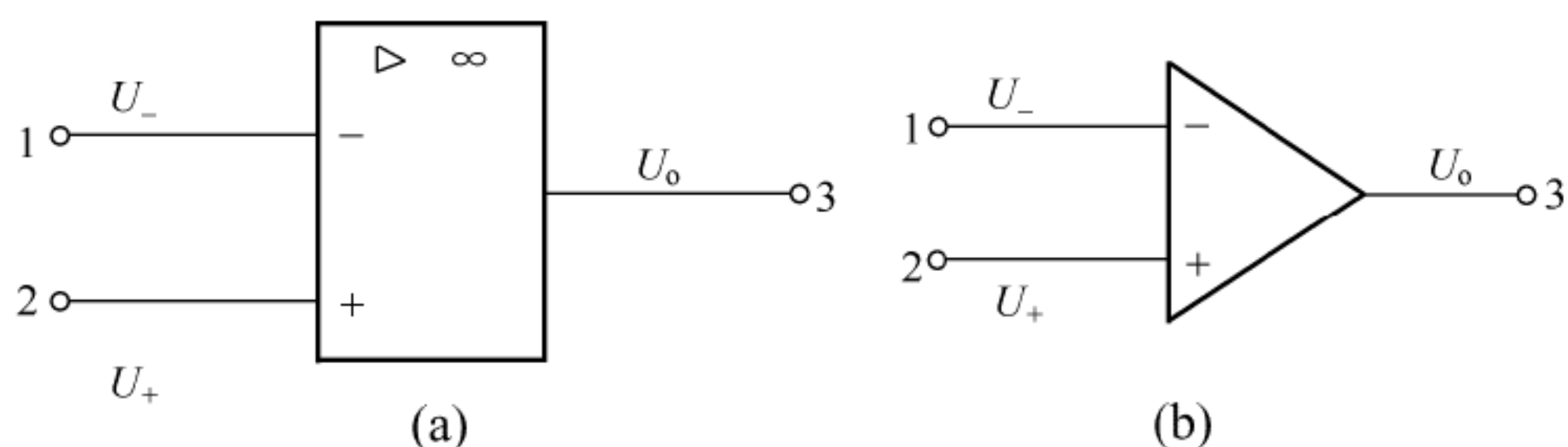


图 3.2 运算放大器符号

- 1——反相输入端，用符号“-”表示，由此输入的信号，输出与输入信号反相；
- 2——同相输入端，用符号“+”表示，由此输入的信号，输出与输入信号同相；
- 3——输出端。

考虑到放大器要有直流电源才能正常工作，大多数集成运算放大器需要两个直流电源供电，还应由集成运算放大器内部再引出两个端子，分别连接到正电源 $+V_{CC}$ 和负电源 $-V_{CC}$ ，运算放大器的参考地点就是两个电源的公共端——地，也就是说，没有一个端子是固定接

2. 判断电路是否存在反馈

判断一个电路是否存在反馈,要看该电路的输出回路和输入回路之间有无联系作用的反馈网络。凡是联系输入回路与输出回路的元件都是反馈元件。下面我们通过图3.5来说明。图3.5(a)中信号从运算放大器反相输入端进入集成运算放大器,经放大后从输出端输出。因为不存在反馈元件,信号只能有一个流向:从输入到输出,不存在从输出返回输入的途径,也就不存在反馈,这种情况称为开环。图3.5(a)所示电路为运算放大器构成的开环放大电路。图3.5(b)中除了放大电路外,还有一个 R_2 连接在反相输入端和输出端之间, R_2 是反馈元件,信号从输入端进入运算放大器后又经 R_2 送到输入端,即形成了反馈通路,这种情况称为闭环。因此,图3.5(b)所示电路为反馈放大电路。

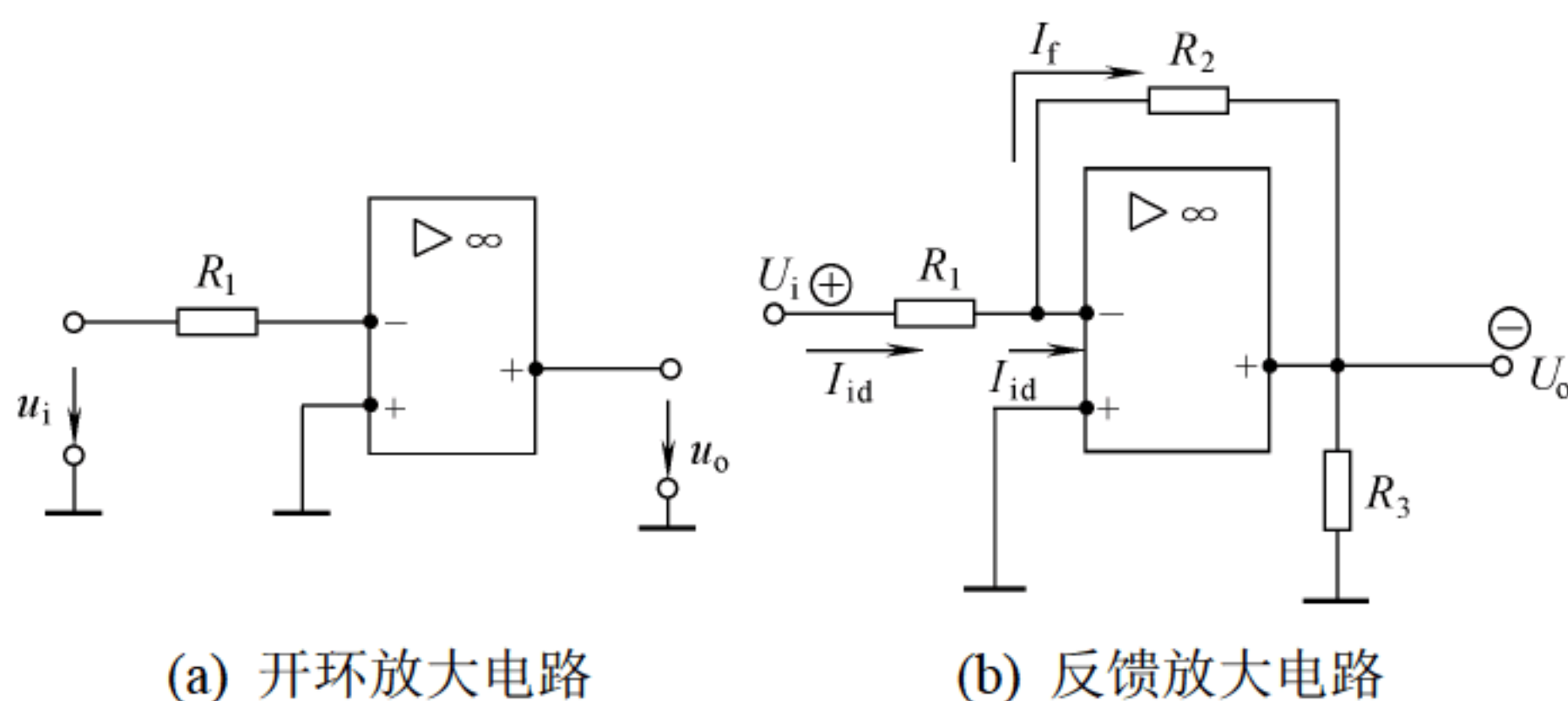


图 3.5 判断有无反馈的例子

3. 直流反馈与交流反馈

图3.4中, R_e 并联大电容 C_e 时,交流信号被 C_e 旁路, R_e 两端的压降只能反映集电极电流直流分量 I_C 的变化, R_e 上只有直流压降,没有交流压降,因此 R_e 只有直流反馈作用,当 R_e 两端不并联 C_e 时, R_e 两端的压降不仅反映了集电极电流的直流分量的变化,还反映了交流分量的变化,交、直流信号在 R_e 上均有压降。此时, R_e 不仅是直流反馈元件,还是交流反馈元件。所以,判断反馈是直流反馈还是交流反馈,则要判断电路中的反馈元件是反映直流量的变化还是交流量的变化。这可以通过画交、直流通路来鉴别。

- 如果反馈元件仅存在于直流通路中,则为直流反馈;
- 如果反馈元件仅存在于交流通路中,则为交流反馈;
- 如果反馈元件既存在于直流通路中,又存在于交流通路中,则说明该反馈元件对直流和交流都有反馈作用。

4. 正反馈和负反馈

放大电路引入反馈后,削弱了净输入信号,使电路的增益降低,这种反馈称为负反馈;反之,反馈量增强了净输入信号,使增益提高的反馈称为正反馈。判断反馈极性常采用瞬时极性法。

瞬时极性法:先假设输入电压信号的极性为 \oplus (相对于公共端而言),然后从输入端到输出端,推出放大电路各点的极性(集成运算放大器信号从同相输入端输入时,输出与输入同相;信号从反相输入端输入时,输出与输入反相;共发射极电路输入、输出反相;共集电极与共基极电路输入、输出同相),并确定电路从输出回路反馈到输入回路的瞬时极性,



最后判断反馈量的极性是增强还是削弱净输入信号,如果是削弱,便可判定是负反馈,反之则为正反馈。

图 3.4 电路中若 C_e 开路,交流信号的瞬时极性在图上已标出,由图可见,在输入电路中, U_i 为 \oplus 极性, U_f 也为 \oplus 极性, $(U_f \approx I_o R_e) U_{BE}$ 为两者之差,减小了净输入信号,可判断为负反馈。

图 3.5(b) 电路中,若 U_i 为 \oplus 极性, U_o 为 \ominus 极性,故 I_i 、 I_{id} 、 I_f 的方向与图示方向一致,净输入信号 $I_{id} = I_i - I_f$,反馈信号的存在使净输入减小,故为负反馈。根据以上分析可总结出判断正负反馈的经验法。

- 反馈信号加到输入端时,极性与输入信号的极性相反为负反馈;反之为正反馈。
- 反馈信号加到非输入端时,极性与输入信号相同为负反馈;反之为正反馈。

所谓反馈信号加到输入端或非输入端,是指反馈元件在输入回路的接法,是接在输入端还是非输入端。

图 3.4 中,基极是输入电极,发射极是非输入电极,显然反馈元件 R_e 是接到非输入端。反馈信号加到非输入端极性与 U_i 相同,故判断为负反馈。

图 3.5(b) 中,信号从反相端输入,反馈元件 R_2 接在反相输入端, U_o 的极性经 R_2 反馈到输入端,极性与 U_i 相反,故判断为负反馈。

5. 电压反馈与电流反馈

判断反馈是电压反馈还是电流反馈主要看输出取样对象是电压还是电流,反馈信号正比于输出电压的是电压反馈。反馈信号正比于输出电流的是电流反馈。

在实际判断中,常假想用输出负载短路的方法来判断是电压反馈还是电流反馈。令 $R_L = 0$,即输出端负载短路,若 $U_o = 0$,反馈不存在,则为电压反馈;如果反馈仍存在则为电流反馈。图 3.4 中,令 $R_L = 0$ 时, R_e 仍然是联系输入输出回路的反馈元件,输出信号电流 I_o 通过 R_e 产生反馈电压 $U_f = I_o R_e$,可见反馈电压的大小与输出电流的大小成正比,所以可判断为电流反馈。

图 3.5(b) 中, R_3 是负载电阻,当 $R_3 = 0$ 时,则有 $U_o = 0$,反馈元件 R_2 接在反相输入端到地之间, R_2 不再是联系输入输出的反馈元件,即反馈不存在了,所以可判断为电压反馈。

根据以上分析,可以总结出判别电压和电流反馈的经验法。

- 反馈量取自于信号输出端的是电压反馈。
- 反馈量取自于非信号输出端的是电流反馈。

所谓反馈量取自于输出端或是非输出端,是指反馈元件在输出回路中的接法,是接在输出端还是非输出端。

图 3.4 中,集电极是输出电极,发射极是非输出电极。反馈元件 R_e 接在非输出端是电流反馈。

图 3.5(b) 中,反馈元件 R_2 接在输出电极,即输出端,是电压反馈。

6. 串联反馈与并联反馈

串联反馈与并联反馈是以反馈信号与输入信号在输入端比较的方式来区分的。反馈信号和输入信号以电压形式在输入回路串联相比较,调整输入电压的反馈是串联反馈,而以

闭环电压增益
$$A_{uf} = U_o / U_i = 1 + \frac{R_f}{R_{e1}} = 11$$

利用 $A_{uf} = \frac{1}{F_u}$ ，可得同样的结果。

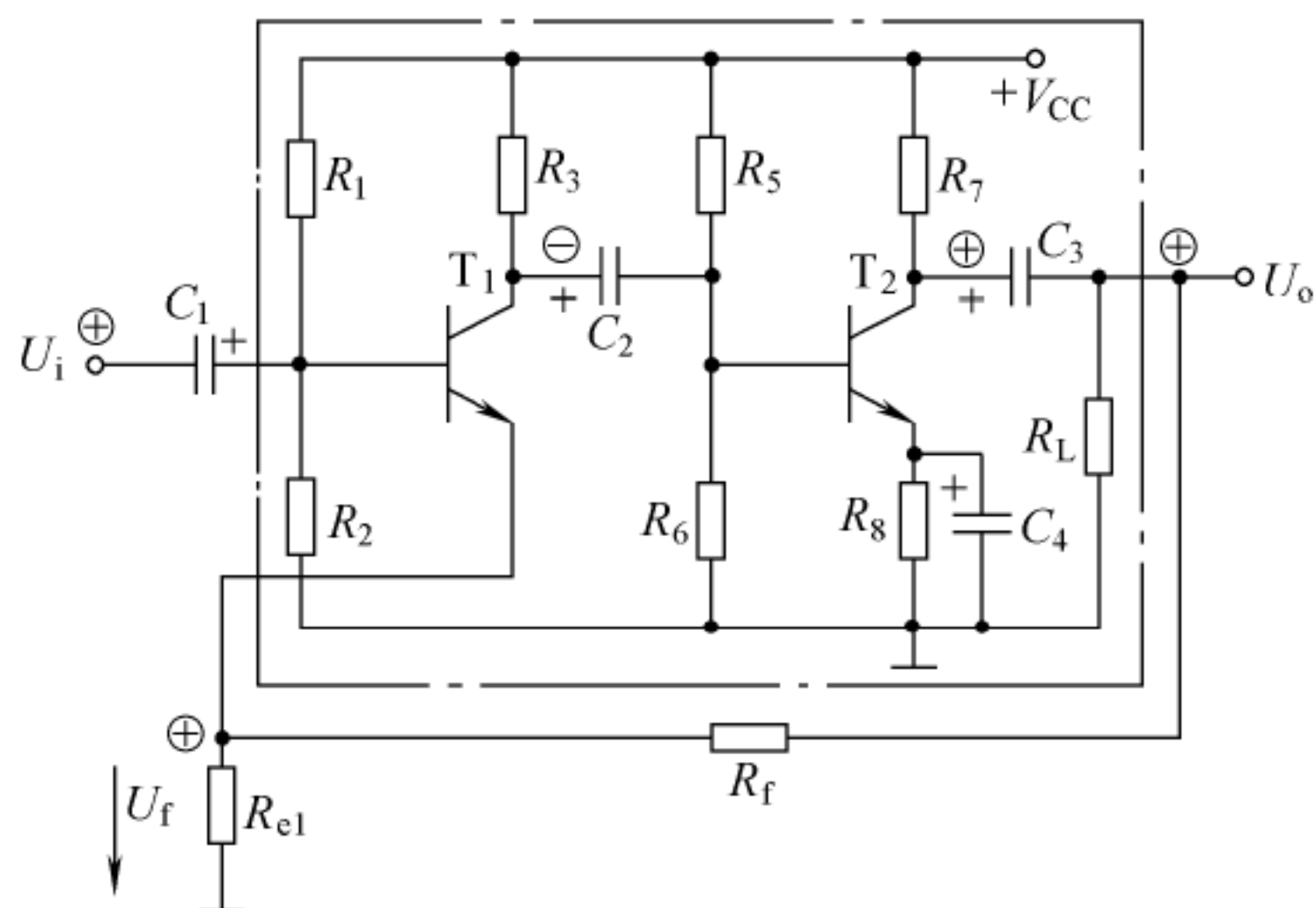


图 3.8 例 3-1 的电路

由此例可知，深度负反馈放大电路的电路增益仅取决于反馈网络的元件参数，无须求出基本放大器的开环增益，这就使得分析大为简单。

【例 3-2】 前面讲过图 3.5(b)所示电路是电压并联负反馈，将此图重新画在图 3.9 中。 $R_2=100\text{k}\Omega$ ， $R_1=10\text{k}\Omega$ ，近似估算它的闭环电压增益。

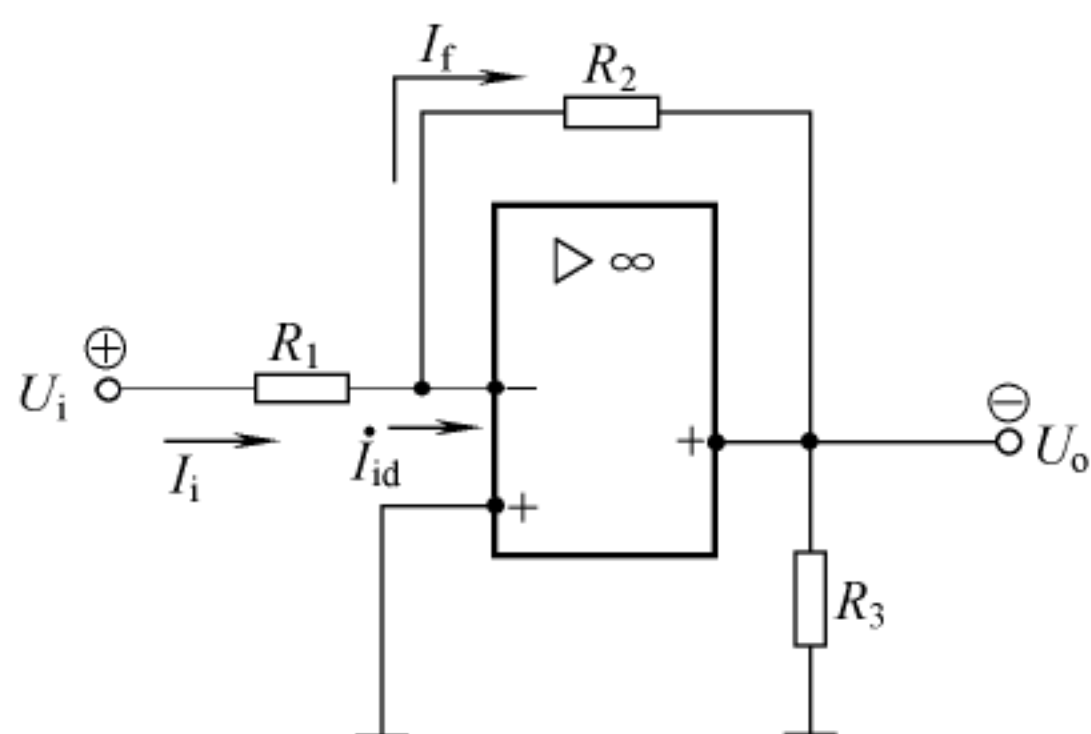


图 3.9 例 3-2 的电路

解 利用 $I_{id}=0$ ，有 $I_i=I_f$ ，即

$$\frac{U_i - U_-}{R_1} = \frac{U_- - U_o}{R_2}$$

$U_- = U_+ = 0$ ，故闭环电压增益

$$A_{uf} = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1} = -10$$

【例 3-3】 前面讲过的图 3.6(d)所示电路是电流并联负反馈，将此图重新画在图 3.10 中，求闭环电压增益的表达式。

